H. LILEN

circuits intégrés LINÉAIRES

PRINCIPES ET APPLICATIONS

RETRONIK.FR

EDITIONS RADIO

circuits intégrés
LINÉAIRES

PRINCIPES ET APPLICATIONS

DU MÊME AUTEUR

Aux Éditions Radio :

- Circuits intégrés numériques
- Thyristors et Triacs
- Circuits intégrés MOS et CMOS
- Circuits hybrides, à couches minces et à couches épaisses
- Du microprocesseur au micro-ordinateur
- Guide mondial des microprocesseurs
- Les mémoires intégrées
- Programmation des microprocesseurs

H. LILEN

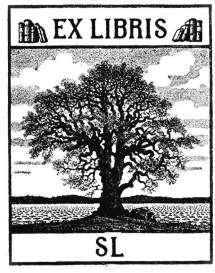
circuits intégrés LINÉAIRES

PRINCIPES ET APPLICATIONS

Technologie, principes et fonctionnement des circuits intégrés linéaires. Schémas d'utilisation

Quatrième édition revue et mise à jour

Editions Radio
9, RUE JACOB - 75006 PARIS



© Éditions Radio, 1978

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 4e trimestre 1978
Éditeur n° 756 - Imprimeur n° 778099
I.S.B.N. 2 7091 0756 2

Préface
à la quatrième édition

Le succès d'un livre se reconnaît à l'intérêt que lui portent ses lecteurs. Mais lorsqu'il s'agit d'un ouvrage technique, soumis à la loi du vieillissement en raison de l'évolution de la connaissance, son auteur se doit de veiller à en corriger à la fois le contenu et la présentation. Il doit savoir dégager l'« actuel » du « dépassé » et porter en avant l'intérêt du lecteur.

C'est ainsi que l'ouvrage de M. Henri Lilen sur les « Circuits Intégrés Linéaires », après avoir franchi, avec succès, les étapes d'une première puis d'une seconde et d'une troisième édition, s'apprête à affronter ses lecteurs pour la quatrième fois.

Cela prouve au moins deux choses : d'abord que M. Lilen a su intéresser ses lecteurs et leur être utile, ce qui pour un auteur est très méritoire ; ensuite que le sujet choisi par M. Lilen est un bon sujet qui suscite toujours la curiosité et l'intérêt du technicien de l'Électronique Intégrée.

En cette matière trois années et a fortiori *huit années — délais d'épuisement des trois premières éditions — constituent des étapes assez longues pour que les connaissances technologiques comme les exigences de l'emploi se soient beaucoup modifiées.*

Il est donc important de montrer comment les premières continuent de s'articuler avec les secondes.

Toute création technique porte en soi sa propre limitation. Franchir ces limites jusqu'à en rencontrer de nouvelles, et ainsi de suite, constitue la tâche fondamentale du chercheur et du technicien. Les étapes de cette progression sont les maillons de la chaîne du progrès. Instruire les autres et préparer le défrichement de voies nouvelles est la tâche de l'auteur technique.

La merveilleuse histoire de la Radioélectricité prolongée par celle de l'Électronique fourmille d'exemples montrant comment Connaissance et Technologie, s'aidant l'une l'autre et s'articulant, ont permis le franchissement d'obstacles d'apparence insurmontables.

Ce que fut pour la Radioélectricité le couple Fréquence-Portée, dont la maîtrise a permis d'accroître presque sans limite la densité des messages

incorporés à l'onde, est en Électronique Intégrée représenté par la mobilité de l'électron dans l'espace intraatomique et par le temps d'accès au circuit de l'information élémentaire.

Comme ce fut le cas pour les techniques de la Radioélectricité, des doctrines d'École semblent à certains moments s'affronter, puis ultérieurement se fondre, chacune trouvant sa voie. C'est ainsi que l'on oppose parfois l'Électronique digitale à l'Electronique analogique. Il y a tout lieu de penser que les deux coexisteront, chacune trouvant la voie d'application correspondant à l'optimum de ses possibilités, mais aussi chacune bénéficiant de l'apport des connaissances physiques et technologiques provenant de l'autre.

C'est le mérite de M. Henri Lilen d'avoir reconnu les très grandes possibilités de l'Électronique Intégrée Linéaire et d'avoir su soutenir depuis plusieurs années l'intérêt de ses lecteurs grâce à une information constamment remise à jour.

Nous souhaitons bonne chance à cette quatrième édition.

H. NOZIÈRES.

CHAPITRE PREMIER

PANORAMA DE LA MICROÉLECTRONIQUE

1.1. Introduction

De curiosité de laboratoire, la microélectronique est devenue, en quelques années, une industrie prospère et la base active de tout le marché de l'électronique. Elle intervient de plus en plus dans la vie technique et économique et contribue à modeler une nouvelle civilisation : cette remarque ne paraîtra nullement excessive si l'on s'y arrête un peu.

En effet, la microélectronique accentue puissamment l'élan donné par les transistors à la seconde révolution industrielle; celle-ci vise, comme on le sait, à remplacer non plus la force musculaire (première révolution industrielle), mais l'intelligence par des machines.

C'est pourquoi l'on a aussi rarement assisté, dans l'histoire de la technique, à un développement aussi impétueux que celui que connaissent de nos jours les circuits intégrés et leurs applications.

Dans leur sillage, ils entraînent une révision de la conception des ensembles électroniques, une évolution dans la façon de penser des ingénieurs, la naissance d'une nouvelle langue technique et, plus généralement, d'une nouvelle philosophie.

Les plus favorisés, dès le départ, furent les circuits intégrés numériques, lesquels bénéficièrent du vaste marché du calcul... et d'un préjugé favorable : en effet, ne condamnait-on pas les techniques analogiques, destinées à disparaître promptement?

Or, avec un retard de quelques années, les circuits intégrés linéaires ont fait une entrée en force sur le marché.

Mais qu'entend-on par circuit linéaire? Fondamentalement, c'est un circuit qui obéit à une loi telle que $y = ax + b$. En fait, on qualifie de linéaires tous les circuits qui travaillent autrement que selon les deux niveaux que connaissent les éléments de logique.

Historiquement, le premier « circuit solide » qui ait jamais été réalisé date de 1959. Il s'agissait alors d'un « flip-flop », mis au point dans les laboratoires de *Texas Instruments*.

Puis, en 1960, *Fairchild Semiconductors* inventait le procédé « planar » désormais universellement adopté, et qui allait donner naissance aux circuits intégrés tels qu'ils apparaissent actuellement.

Tous les efforts se portèrent ensuite sur les circuits de logique, et il fallut attendre 1965 pour que cette même firme lançât sur le marché sa fameuse série μA 700, avec, en particulier, les types μA 702, μA 710 et μA 709.

Ce dernier, un amplificateur opérationnel devenu un standard de l'industrie, a en son temps battu tous les records de ventes. Il a été suivi par d'autres types d'amplificateurs opérationnels et par bien d'autres circuits assurant les fonctions les plus diverses : amplificateurs, comparateurs, alimentations, commandes de thyristors et de triacs, commandes de moteurs, boucles à asservissement de phase, détecteurs, convertisseurs, etc., etc.

1.2. Le tableau actuel de la microélectronique

1.2.1. DU TRANSISTOR AU CIRCUIT INTÉGRÉ

L'histoire des semiconducteurs, du transistor au circuit intégré, est une épopée qui vaut d'être résumée.

C'est en 1930 que le chercheur américain Julius Edgar LILIENFELD découvre qu'on peut commander la conduction dans un cristal en lui appliquant un champ électrique perpendiculaire. Il dépose alors plusieurs brevets relatifs à ce que l'on considère aujourd'hui comme le premier transistor à effet de champ.

Quelques années passent sans qu'on perçoive l'importance de cette découverte. A la fin des années 30, un jeune physicien des laboratoires *Bell*, William B. SCHOCKLEY, cherche à remplacer les commutateurs électromécaniques utilisés en téléphonie pour établir les connexions. Il s'intéresse alors aux dispositifs à l'état solide, et en particulier à une théorie proposée par Walter SCHOTTKY et relative à l'effet de redressement du courant alternatif constaté dans une jonction métal-semiconducteur.

SHOCKLEY entrevoit dès lors la possibilité d'amplifier le signal par l'intermédiaire d'une zone à charge d'espace ou à déplétion (appauvrissement) qui s'étendrait dans le semiconducteur, sous le métal.

Ses premiers essais pour réaliser un tel dispositif avec du cuivre et de l'oxyde de cuivre, en 1939, restent infructueux. Il reprend cette étude après la seconde guerre mondiale avec John BARDEEN et Walter H. BRATTAIN en utilisant du germanium, semiconducteur mieux connu que la combinaison cuivre-oxyde de cuivre.

Cette remarquable équipe travaille sur les potentiels de contact en surface et la charge d'espace en profondeur, et crée, en 1947, le premier transistor à pointes.

L'année suivante, en 1948, SHOCKLEY met au point le premier transistor bipolaire à jonctions. La même année, SHOCKLEY et Gerald L. PEARSON, aux *Bell Laboratories*, observent l'action d'un champ sur une jonction PN de silicium. Puis, en 1952, SHOCKLEY publie la théorie du transistor à effet de champ tandis que George C. DACEY et Ian M. ROSS réalisent le premier élément en 1953, à l'aide de germanium.

Mais le silicium commence à prendre le pas sur le germanium; sa gamme de température est plus large et son traitement plus aisé. En 1960, Dawon KAHNG et John ATALLA, des *Bell Laboratories* également, proposent une structure au silicium dans laquelle une électrode de commande isolée, ou gate, provoque la création d'un canal conducteur entre des jonctions PN.

Deux ans plus tard, et à partir de ce concept, le premier transistor MOS est expérimenté par R. HOFSTEIN et Frederick P. HEIMAN, chez *RCA*. Après les premières maladies de jeunesse, le MOS entre en production.

Entre-temps, en 1959, *Texas* a déposé un brevet sur le circuit intégré et en 1960, *Fairchild* met au point le procédé Planar. La conquête de l'électronique par les circuits intégrés peut désormais commencer.

1.2.2. CE QU'ON ENTEND PAR MICROÉLECTRONIQUE

Dresser le tableau toujours changeant de la microélectronique revient à faire intervenir de multiples technologies. Caractérisant un changement énorme d'échelle, la microélectronique comprend en effet (fig. 1-1) :

— *les circuits intégrés monolithiques;*

mais aussi :

— *des composants discrets* à semiconducteurs;

— *les circuits hybrides;*

— *les éléments d'opto-électronique.*

ainsi que toutes les variantes de ces éléments et leurs mélanges.

Mais, et c'est là un point important, ces technologies se révèlent complémentaires et non concurrentes. Parfois même, leurs frontières sont difficiles à préciser; ainsi, on sait réaliser en hybride des éléments actifs, et l'on utilise des substrats isolants pour des monolithiques (saphir ou spinelle), ce qui tend à estomper les frontières entre ces deux catégories.

Situons mieux, dans cette introduction, ces catégories :

Les circuits intégrés monolithiques

Ils sont, pour leur presque totalité, conçus sur un substrat semiconducteur, du silicium, et se divisent en deux grandes catégories :

— *les circuits intégrés linéaires :* environ 20 % du marché en 1978;

— *les circuits intégrés numériques, avec les mémoires et les microprocesseurs :* environ 80 % du marché.

Sur le plan technologique, on trouve les grandes subdivisions suivantes :
— *les circuits à transistors bipolaires*, NPN ou PNP classiques;
— *les circuits à transistors unipolaires*, JFET et MOS avec toutes leurs variantes;
— *des formules mixtes, récentes*, telles que BIFET et BIMOS;
— *les éléments à transfert de charge*, CCD et BBD;
— et même ces tout derniers venus que sont *les circuits à bulles magnétiques*, destinés actuellement aux mémoires.

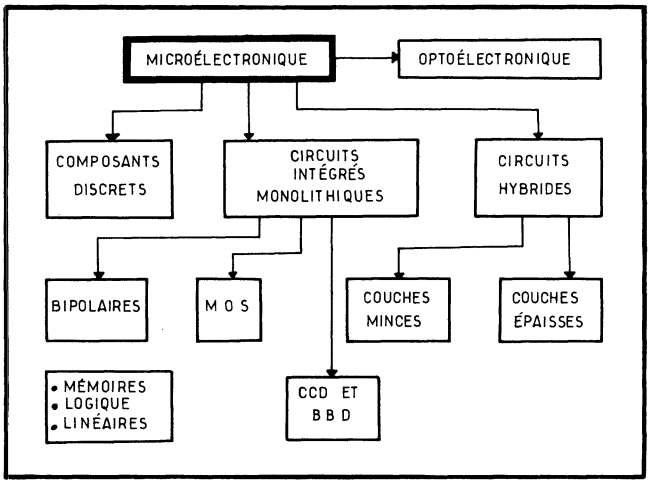


Fig. 1-1. — Tableau technologique de la microélectronique.

Les circuits hybrides

Ils ne méritent pas, eux, le qualificatif de circuits intégrés. Ils sont conçus sur un substrat isolant qui, par impression ou par gravure, reçoit des conducteurs et des composants passifs. Les éléments actifs sont ajoutés ensuite et soudés : on dit qu'ils sont « rapportés ».

On distingue deux classes de circuits hybrides :
— *les hybrides à couches minces* (ou films minces), réalisés le plus souvent par dépôt sous vide et gravure. Les couches ainsi déposées sont épaisses de moins de 10 μm;
— *les hybrides à couches épaisses* (ou films épais), où les couches sont obtenues par sérigraphie. Leur épaisseur varie de 10 à 50 μm.

Les composants discrets à semiconducteurs

En raison de leur volume réduit, certains interviennent également dans la microélectronique, à plus forte raison s'ils sont du type *beam-lead* ou *flip-chip*.

1.2.3. L'INTÉRÊT DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Ce n'est nullement une mode qui a présidé au développement spectaculaire des circuits intégrés mais toute une gamme de besoins. A performances égales et pour une fonction donnée, le circuit intégré apporte :

— *une plus grande compacité.* Une densité typique de 1 000 composants par centimètre cube est aisément obtenue. De ce fait, une minuscule calculatrice fournit, aujourd'hui, la même puissance que le premier ordinateur, l'Eniac, qui occupait en 1946 une pièce immense plus quelques annexes;

— *une fiabilité bien supérieure.* L'une des raisons essentielles en est la suivante : les soudures qui relient entre eux les composants discrets sont supprimées dans un circuit intégré; or, les points de soudure constituent la cause la plus fréquente des défaillances;

— *une économie certaine :* un amplificateur opérationnel complet coûte quelques francs en version intégrée, considérablement moins que le prix d'achat des composants discrets qu'il représente.

A ce propos, on peut noter que le prix de vente des semiconducteurs et des circuits intégrés a généralement connu une courbe décroissante au fur et à mesure que leur production se développait. Ainsi, grâce à l'intégration, le prix du transistor unitaire a été divisé par 20 000 en 15 ans...

Ces qualités ne sont cependant pas les seules; il faut leur ajouter :

— *une grande facilité d'utilisation :* le montage d'un circuit intégré est, bien sûr, bien plus facile que celui de l'ensemble des composants qu'il représente;

— *une faible consommation :* pour situer le courant d'entrée de certains éléments, on est amené à traiter de nanoampères. Bien sûr, tout dépendra là du type de circuit;

— *une économie d'utilisation :* en main-d'œuvre, en châssis ou en support imprimé, etc., en alimentation...;

— *des performances élevées.* En linéaire monolithique, on réalise des circuits dépassant le gigahertz; les puissances maximales atteignent 30 W; les « slew rate » sont de quelques centaines de volts par microseconde..., etc.

Tout cela se traduit par le fait que des fonctions ou des équipements électroniques inimaginables en composants discrets sont devenus possibles grâce à l'intégration. On aurait beau jeu de citer ici l'informatique, les automatismes industriels, l'électronique médicale, la mesure... mais la liste en est longue.

Aussi terminons-nous ce tour d'horizon des qualités des CI par la moins évidente peut être : en une nanoseconde, le courant électrique parcourt 30 cm; pour accroître le temps de réponse des circuits (et on sait déjà faire mieux que la nanoseconde!), il faut impérativement raccourcir le chemin du signal; c'est précisément ce que permet seule l'intégration monolithique.

1.2.4. CIRCUITS NUMÉRIQUES ET CIRCUITS ANALOGIQUES (LINÉAIRES)

On divise les circuits électroniques en deux grandes catégories : les *circuits numériques* et les *circuits analogiques.* Ils se différencient par la façon de traiter l'information.

Les *circuits numériques* n'utilisent que deux états discrets, le « 0 » et le « 1 », et constituent ce que l'on appelle la grande famille des *circuits de logique.*

Par opposition apparaissent les *circuits analogiques*, pour lesquels la tension de sortie est une fonction continue des variables d'entrée.

Cette fonction n'est pas obligatoirement linéaire, c'est-à-dire du type $y = ax + b$, et ce n'est que par extension que le nom générique de tels circuits s'est approprié le terme de *linéaire.*

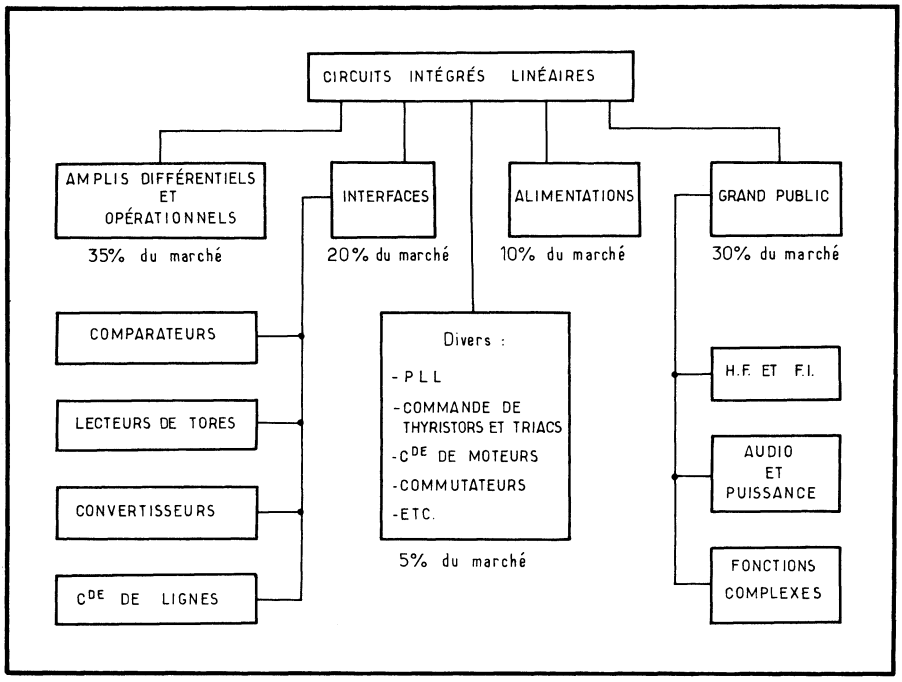


Fig. 1-2. — Répartition par fonctions des linéaires (et marchés mondiaux, en pourcentages, en 1978).

La même remarque est d'ailleurs également valable en ce qui concerne le terme d'*analogique :* un *détecteur de seuil* qui fournit une sortie selon deux niveaux, ou un *convertisseur numérique-analogique* (ou *vice versa*) ne sont pas, par définition, des circuits purement analogiques.

Cependant, une analyse quelconque devant bien procéder d'un classement préliminaire, on acceptera que de tels circuits entrent également dans la catégorie des linéaires, auxquels ils s'apparentent d'ailleurs fortement.

1.2.5. CLASSEMENT DES CIRCUITS LINÉAIRES

Il est difficile d'établir un classement rigoureux des circuits intégrés linéaires. Si l'on raisonne par applications, on traitera des domaines suivants :

— *Grand public :* radio, TV et TVC, hi-fi, magnétophones, électrophones...

— *Électroménager et semi-industriel :* de la commande de minuterie de cage d'escalier à la programmation de machines à laver, en passant par les gradateurs de lumière, la régulation de chauffage...

— *Automobile :* commande de clignotants, de frein, d'essuie-glace, d'injection, de sécurité... C'est là un nouvel et immense marché possible.

— *Mesure et instrumentation.*

— *Téléphonie et télécommunications.*

— *Industriel :* convertisseurs, commande de lignes, commande de puissance, de relais...

— *Informatique et périphériques.*

— *Médical.*

— Etc.

Si, maintenant, on souhaite classer les circuits par fonction, on trouvera (fig. 1-2) :

— *les amplificateurs opérationnels ;*

— *les comparateurs et les lecteurs de tores ;*

— *les alimentations ;*

— *les interfaces* qui regroupent :
  • les convertisseurs A/D et D/A (analogique-numérique et vice-versa),
  • les commandes de lignes;

— *les amplificateurs BF ;*

— *les amplificateurs HF,* sélectifs ou à large bande;

— *les commandes de thyristors et triacs ;*

— *les commandes de moteurs et les éléments de puissance ;*

— etc.

Dans cette liste ne figurent pas les montages différentiels parce qu'ils constituent une structure qui s'applique très largement à toutes ces catégories, et non un type. Ajoutons à ce propos que la définition de l'amplificateur opérationnel, au cours des ans, a beaucoup perdu de sa rigueur originelle.

1.2.6. LES TECHNOLOGIES BIPOLAIRES ET UNIPOLAIRES

En matière d'intégration, on fait appel à de très nombreuses technologies. Elles seront présentées au lecteur au cours de cet ouvrage mais d'ores et déjà, il convient de définir deux grandes catégories : la bipolaire et la MOS, dont l'histoire vient d'être tracée.

• *Les transistors bipolaires* sont les NPN et PNP bien connus. On les appelle ainsi parce qu'ils recourent à deux types de porteurs pour expliquer leur conduction.

Vu en coupe, un transistor NPN bipolaire, réalisé en technologie planar, se présente comme le montre la figure 1-3. Outre les trois électrodes habituelles *émetteur* (E), *base* (B) et *collecteur* (C), on trouve dans ce schéma le *substrat* (sili-

cium P) et des *caissons d'isolement* P+ qui servent à isoler les transistors les uns des autres dans le circuit intégré. Toutes ces notions seront développées ultérieurement.

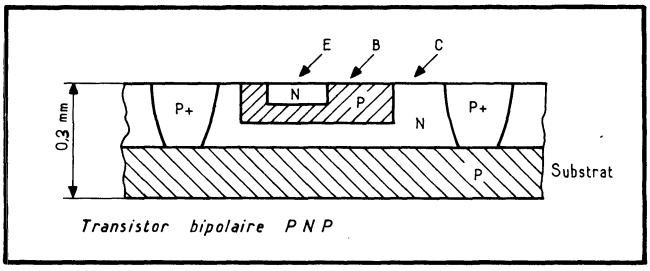


Fig. 1-3. — Coupe d'un transistor bipolaire intégré NPN. (L'échelle n'est pas respectée).

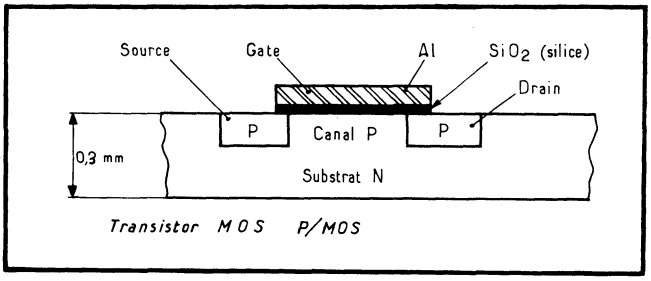


Fig. 1-4. — Coupe d'un transistor MOS intégré. (L'échelle n'est pas respectée).

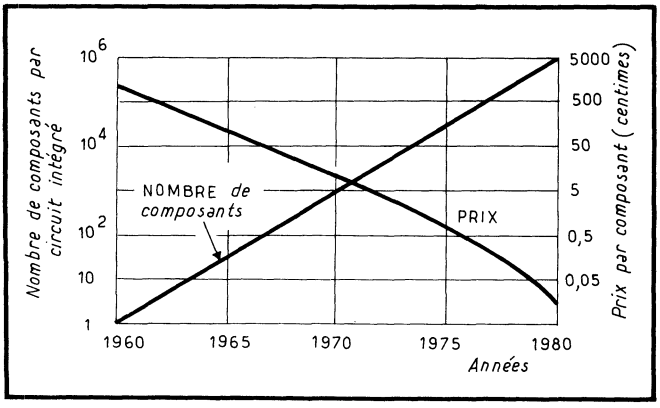


Fig. 1-5. — Évolution de la densité des composants intégrés par circuits et du prix d'un composant intégré en fonction du temps.

• *Les transistors unipolaires*, ou *transistors à effet de champ* (FET) sont les MOS dans leur version la plus répandue (fig. 1-4). Ils sont appelés unipolaires parce que la conduction s'effectue à travers un chemin continu P pour les P/MOS, ou N pour les N/MOS. Les électrodes sont : *la source*, *le drain*, et l'*électrode de commande* désignée ici par son nom américain, *gate*, dont l'équivalent français, porte, a le gros défaut de ne pas commencer par la même lettre (raison majeure pour laquelle nous ne l'utilisons pas).

Ces deux technologies sont fondamentales, si elles ne sont pas les seules comme on le verra. Ajoutons ici que, pour le linéaire, c'est le bipolaire qui domine quasi entièrement le marché.

1.3. Perspectives

Le marché des circuits intégrés linéaires se développe à un rythme rapide, car le traitement par le numérique passe souvent par les linéaires.

D'autre part, les progrès des linéaires dans toutes les directions sont incontestables : fréquences vers les micro-ondes, tensions vers la centaine de volts sinon plus, densité accrue vers le « LSI » linéaire (intégration à grande échelle, de « large scale intégration »), etc.

Car la puissance de l'intégration est énorme. Ainsi, dans la figure 1-5, nous donnons les courbes de l'évolution, d'une part de la densité d'intégration, d'autre part du prix du composant intégré en fonction de l'année, selon M. HITTINGER, de *RCA*.

Il s'agit là de « valeurs de laboratoire » relatives à des circuits expérimentaux. Si elles se confirment, on voit qu'en 1980 on saura intégrer un million de composants sur une puce de silicium pour 100 F...

Cela paraît stupéfiant au moment où ces lignes sont publiées, mais ne constitue nullement une limite aux possibilités qui existent en la matière.

Pour s'en convaincre, il suffit de comparer les propriétés du cerveau à celles de la microélectronique, ce que fait le tableau 1A.

On note que la consommation en puissance de l'ensemble cerveau est des plus restreintes puisqu'avec quelque 10^{10} neurones, il n'exige que de 10 à 20 W seulement. Cela est probablement dû au fait que chaque neurone doit être « commuté » pour entamer son cycle de travail.

L'existence d'un tel seuil de commutation, variable d'ailleurs, témoignerait d'un mode de fonctionnement logique. Or, on sait que le neurone traite des informations analogiques puisque le signal fourni est approximativement proportionnel au logarithme de l'excitation (au-delà de ce seuil), selon la loi de Fechner.

La seule avance de la microélectronique sur le neurone résiderait dans la

TABLEAU 1 A. — De la microélectronique aux neurones

Caractéristiques	Micro-électronique	Neurone	Le neurone par rapport à la micro-électronique
Temps de propagation	10^{-9} s	$2 \cdot 10^{-4}$ s	Plus lent
Puissance dissipée	10^{-6} W	10^{-9} W	Consomme moins
Produit : temps de propagation par puissance	10^{-12} joule (typique)	$0{,}2 \cdot 10^{-12}$ joule	Avantage
Les dimensions se mesurent approximativement en	10 μm	10 nm	Avantage
Taux de défaillances	$5 . 10^{-9}$/h	$6 \cdot 10^{-9}$/h	Équivalent
Densité d'assemblage	$10^{8}/m^{3}$	$10^{13}/m^{3}$	Meilleur
Processus de traitement de l'information	Parallèle et série	Parallèle très redondant	Avantage

vitesse. Si l'on s'inspire alors de la Nature qui, dit-on, fait bien les choses, on ne peut aboutir qu'à une seule conclusion : le mode de traitement analogique tout d'abord, puis la micro-miniaturisation ensuite, ont encore bien des progrès à accomplir dans maintes directions pour se rapprocher de ces performances!

CHAPITRE 2

TECHNOLOGIE BIPOLAIRE FONDAMENTALE

2.1. Le circuit intégré élémentaire monolithique

2.1.1. ÉLABORATION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ

Destiné à remplir une fonction déterminée, le circuit intégré monolithique constitue un assemblage indivisible de composants produits simultanément au cours d'un même processus de fabrication.

Pour l'utilisateur, il se présente généralement sous forme d'un boîtier métallique, céramique ou plastique d'où sortent les pattes ou fils de connexion. Mais l'âme de cet élément, c'est un infime éclat de silicium de quelques millimètres carrés de surface : une cinquantaine pour les plus importants d'entre eux.

Dans cette « puce » de silicium ont été en effet élaborés des dizaines, des centaines ou même des milliers de composants : transistors, diodes, résistances, etc. En 1978, on intègre jusqu'à 100 000 composants dans les circuits intégrés numériques et les mémoires. En linéaire, un circuit intégré regroupant quelque 1 000 composants est considéré comme très complexe.

Le processus général de fabrication, qui va être détaillé dans ce chapitre, est le suivant.

On part d'un morceau de silicium brut : il est d'abord purifié de façon qu'il ne contienne plus au maximum qu'un atome d'un corps étranger pour 10 000 millions d'atomes de silicium! Puis, on transforme ce silicium polycristallin en silicium monocristallin. On dispose alors d'un cylindre de silicium de quelques centimètres de diamètre, de 5 à 12,5 cm très généralement qu'on débite ensuite en tranches d'environ 0,3 mm d'épaisseur (fig. 2-1).

Sur chaque tranche, on dépose alors une couche épitaxiale de silicium dopé P ou N, et de quelque 15 microns d'épaisseur. C'est dans cette couche que seront réalisés tous les composants intégrés.

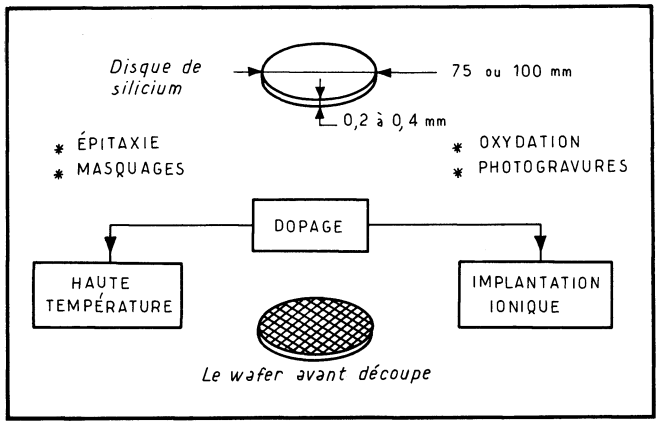


Fig. 2-1. — A partir d'une tranche de silicium, de l'ordre de 3 pouces de diamètre (soit 7,5 mm), on fabrique en un processus unique plusieurs dizaines ou centaines de circuits intégrés. Chaque petit carré de la tranche du bas représente un seul CI.

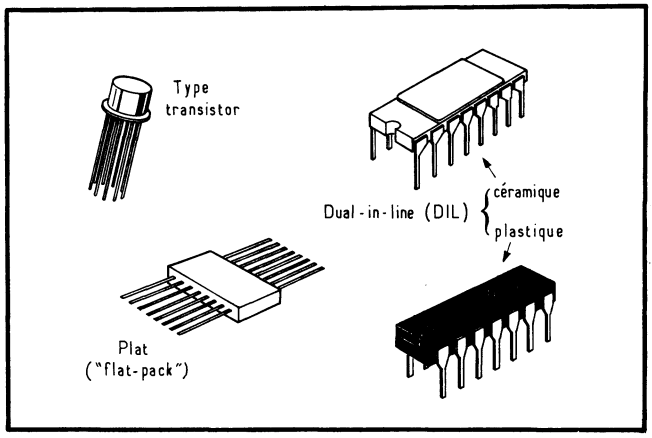


Fig. 2-2. — Les trois principaux types de boîtiers : métallique type transistor, plat (ou « flat-pack) généralement céramique, et à double rangée de connexions ou dual-in-line package (soit DIL ou DIP), céramique ou plastique.

Ceux-ci sont réalisés par diffusions ponctuelles d'impuretés N ou P, après oxydation, masquage et gravure, comme on va le détailler plus loin.

On se trouve finalement en possession d'un disque plat, qu'on appelle *tranche* — *wafer* est son nom américain — et qui porte sur sa surface plusieurs dizaines ou centaines de *circuits intégrés* (CI).

En effet, la surface du disque étant bien plus importante que la surface utile d'un circuit, on a répété ce dernier autant de fois qu'on l'a pu et un nombre considérable de circuits se trouvent reproduits, côte à côte, en un quadrillage parfait (ce qui est représenté fig. 2-1).

On raye alors la tranche au diamant (ou on la découpe à la scie diamantée, ou même au laser...) et on sépare les « puces » individuelles : il ne restera plus qu'à les mettre dans leur boîtier, s'il y a lieu. Bien entendu, des mesures et vérifications

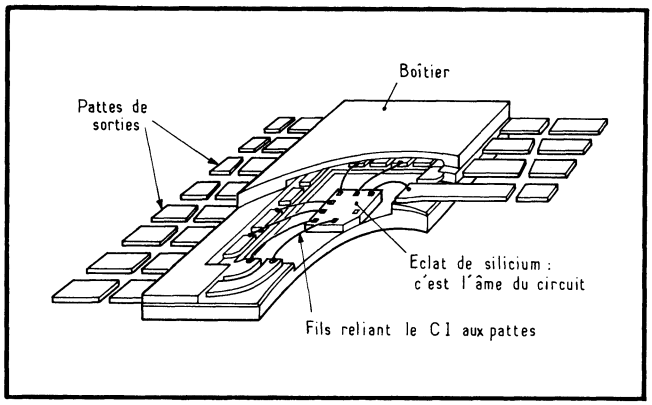


Fig. 2-3. — Vue éclatée d'un circuit intégré : le boîtier plat, ouvert laisse apparaître la « puce » de silicium de quelques millimètres carrés. L'échelle est donnée par les pattes, dont l'entraxe est de 2,54 mm.

permanentes, tant visuelles qu'électriques, auront tout au long jalonné ce processus dont les détails vont maintenant être développés.

Ajoutons que le silicium n'est pas le seul « substrat » possible et que d'autres semiconducteurs sont disponibles (tableau 2-A), bien qu'il soit unanimement adopté actuellement.

Définissons quelques-unes de ces opérations.

TABLEAU 2 A. — Quelques matériaux semiconducteurs

Classification	Matériau	Symbole	Température de fusion (°C)	Largeur de bande interdite à 300 °K (eV)
IV_b	Silicium	Si	1 420	1,11
	Germanium	Ge	937	0,67
III_b-V_b	Phosphure de gallium	GaP	1 350	2,24
	Arséniure de gallium	GaAs	1 237	1,43
	Antimoniure d'indium	InSb	525	0,18
II_b-VI_b	Sulfure de zinc	ZnS	1 650	3,67
	Sulfure de cadmium	CdS	1 750	2,42
	Tellurure de cadmium	CdTe	1 098	1,61
IV_b-VI_b	Sulfure de plomb	PbS	1 103	0,39

2.1.2. L'ÉPITAXIE

Dès que l'on a débité le silicium en tranches, on rôde celles-ci à l'aide d'un abrasif de façon que l'épaisseur soit exacte à plus ou moins quelques microns. Puis, l'une des surfaces de chaque wafer est polie et amenée de ce fait à une quasi-perfection (elle peut constituer un miroir).

Sur ce silicium monocristallin, on va déposer une couche uniformément dopée P ou N, de résistivité connue et contrôlée.

C'est là le rôle de l'épitaxie : elle consiste à faire croître, à partir d'une phase vapeur et sur la surface d'un monocristal porté à haute température, des atomes qui s'arrangent suivant la structure de ce dernier.

Le substrat monocristallin et le dépôt constituent alors un cristal unique. La couche épitaxiale a une épaisseur comprise entre 6 et 15 μm environ et sa résistivité est fonction des impuretés de dopage : de l'ordre de 0,5 Ω · cm.

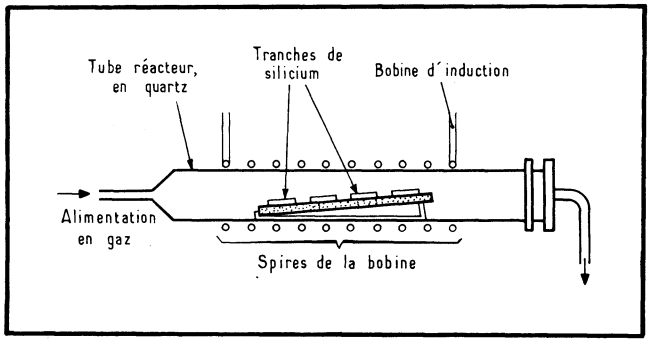


Fig. 2-4. — Coupe d'un réacteur dans lequel s'effectue l'épitaxie

La réaction chimique qui aboutit à la création de la couche épitaxiale s'effectue dans un cylindre horizontal en quartz, appelé « réacteur », lui-même chauffé par induction en haute fréquence (fig. 2-4).

2.1.3. OXYDATION

Pour que les traitements successifs n'atteignent que les zones à traiter, on protège la surface de la plaquette à l'aide d'une couche d'oxyde.

Pour cela, on procède, dans un four à 1 200 °C parcouru par un courant d'oxygène, à une oxydation qui a pour résultat le dépôt sur la totalité de la surface de la plaquette d'une couche de dioxyde de silicium d'épaisseur supérieure à 0,5 μm. Cette couche protectrice résiste aux températures atteintes au cours des diffusions et adhère solidement au substrat.

2.1.4. DOPAGE

Le *dopage* consiste à introduire dans le silicium des « impuretés » P ou N. Pour cela, deux méthodes sont appliquées :

— la plus répandue est la *diffusion à haute température.* On fait arriver au-dessus des tranches de silicium placées dans un four à 1 100 °C environ un gaz porteur des impuretés N ou P. Celles-ci se déposent sur le silicium et pénètrent dans le semiconducteur selon un plan parallèle à la surface;

— la plus prometteuse, car on en est aux débuts de ses applications, est *l'implantation ionique.* Elle consiste à bombarder le silicium avec les ions de l'impureté requise. La tension d'accélération appliquée et la valeur du courant d'ions garantissent la maîtrise complète du processus.

2.1.5. PHOTOGRAVURE

La surface de la plaquette étant recouverte de la couche de dioxyde, il faut, avant chaque diffusion, détruire, cette couche au-dessus des zones à traiter et ouvrir ainsi des *fenêtres* où le silicium est à nouveau mis à nu. Ce résultat est obtenu par une opération de photogravure qui comporte sept étapes successives :

1. Dépôt, sur la plaquette oxydée, d'une pellicule de laque photosensible de 0,6 à 0,8 μm d'épaisseur, étalée par centrifugation;

2. Cuisson de la laque à une température de 90 °C pour la durcir;

3. Application sur la pellicule de laque d'un *masque* (chrome sur verre) ayant pour objet de délimiter avec une précision rigoureuse la surface et la forme des éléments semblables qui seront produits au cours de la diffusion qui suivra. Les parties chromées du masque, ou *motifs*, correspondent aux fenêtres à ouvrir. Le masque comporte évidemment autant de fois le même motif qu'il y a de circuits intégrés en fabrication sur la plaquette;

4. Insolation de la laque aux rayons ultraviolets au travers du masque, ceux-ci ne la polymérisant qu'aux endroits non protégés par les motifs en chrome;

5. Développement dans un produit approprié qui dissout la laque non polymérisée en laissant subsister la laque polymérisée : le dioxyde réapparaît alors aux emplacements correspondant aux fenêtres;

6. Cuisson de la plaque à 150 °C pour durcir encore la laque qui subsiste et lui permettre de mieux résister à l'attaque chimique qui va suivre;

7. Ouverture des fenêtres par désoxydation des surfaces correspondantes dans une solution d'acide fluorhydrique et de fluorure d'ammonium qui dissout le dioxyde en laissant intact le silicium.

Il est bien évident qu'après chaque diffusion suivant une opération de photogravure, il sera nécessaire de débarrasser la surface de la plaquette de la laque subsistant à côté des fenêtres : ce résultat est obtenu, suivant la nature de la laque, en utilisant des solvants (trichloréthylène, acétone,...) ou des acides (sulfurique, nitrique...).

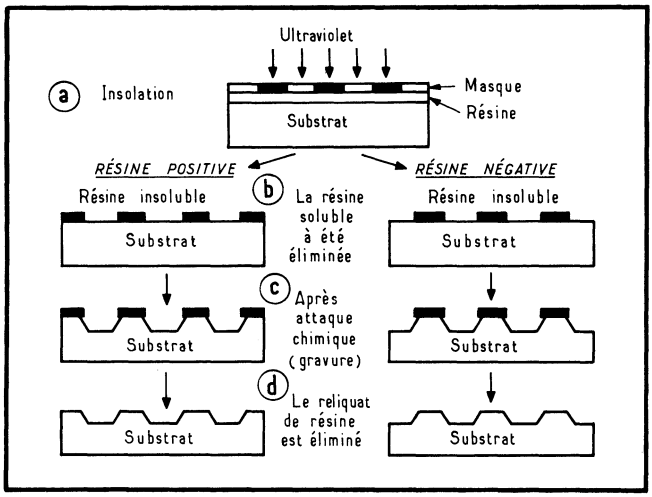


Fig. 2-5. — Principe du masquage et de la photogravure avec photoresits positifs et négatifs

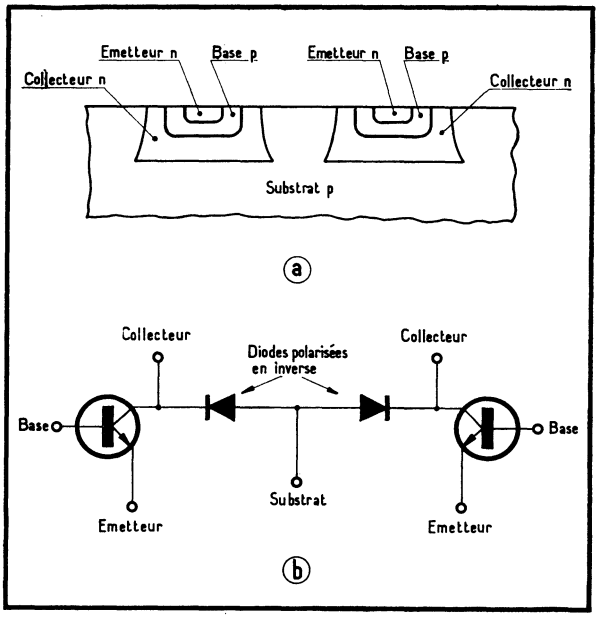


Fig. 2-6. — Sur un même substrat de type p sont ici réalisés deux transistors n-p-n (a). Comment assurer leur isolement par rapport au substrat semiconducteur? Tout simplement en polarisant en inverse les jonctions collecteur-substrat, représentées par des diodes dans le schéma (b) équivalent.

La description donnée ici fait appel à une laque photosensible — appelée *photoresist* — du type *positif*. Il existe également des photoresists *négatifs* : dans ce cas, ce sont les parties insolées qui se dissolvent au développement (fig. 2-5).

2.1.6. LES MASQUES

Chaque opération de photogravure fait intervenir un masque. Selon les technologies et les familles, la réalisation d'un circuit intégré pourra faire intervenir jusqu'à une dizaine de masquages.

En effet, une fois défini le schéma de principe d'un circuit, on détermine sa topologie, c'est-à-dire qu'on décide de la répartition de ses composants, de la surface qu'ils occuperont, de leur forme... Tout cela est dessiné à grande échelle.

Puis, on décide des différentes étapes de la fabrication : diffusion N+, puis P, puis N, métallisation, etc. Chaque étape donne lieu à un schéma partiel qui reprend très exactement une partie du schéma principal.

Ces schémas secondaires sont reproduits sur une feuille pelliculable, un Mylar recouvert d'un vernis opaque, à l'aide d'un coordinatographe, table à dessiner XY commandant un burin qui incise la seule pellicule opaque qu'on détachera.

Puisqu'on dispose désormais d'un dessin comprenant des zones opaques et transparentes, on peut le photographier avec les réductions requises pour l'amener à l'échelle 1:1.

Ensuite, par le jeu d'un appareil répéteur de « Step and repeat », on quadrille une surface égale à celle du wafer à traiter en reproduisant autant de fois le même motif que nécessaire.

Tout cela est alors reporté sur un support rigide et peu sensible à l'usure, du verre recouvert de chrome pour situer les zones opaques.

Il est évident que, puisqu'il faut plusieurs masques successifs pour un processus complet de fabrication, ceux-ci doivent se superposer parfaitement.

2.1.7. LA CONCEPTION ASSISTÉE

Cette série d'opérations fondamentales tend à être automatiser. De plus en plus, on fait appel pour le dessin à une *conception assistée par ordinateur*, ou *CAO :* c'est un ordinateur qui intervient alors plus ou moins pour dessiner sur le Mylar les schémas partiels qui lui sont demandés.

Dans d'autres cas, on utilise des faisceaux lumineux ou ultraviolets sous commande de l'ordinateur pour produire directement le masque voulu.

On pourrait également procéder au dopage des wafers sans passer par un masque, en procédant à un bombardement ionique sélectif commandé par ordinateur.

Entre cette vue d'avenir et le dessin classique des masques s'insèrent encore bien d'autres techniques.

2.1.8. LES CAISSONS D'ISOLEMENT

Il ne s'agirait donc pas, là, de techniques fondamentalement différentes de celles qui président à la réalisation des transistors planars, par exemple. Cependant, un problème essentiel est à résoudre : celui qui consiste à isoler électriquement les composants individuels d'un seul et unique circuit intégré.

En effet, il serait parfaitement inadmissible que ces composants soient court-circuités par le substrat, lui-même semiconducteur. L'un des principes d'isolement inter-composants, qui aboutit à la réalisation de *caissons d'isolement*, comme nous le verrons, est illustré par la figure 2-6.

Soit les deux transistors NPN représentés en *a* et réalisés sur un substrat du type P; leur schéma électrique équivalent est donné en *b*. Il est clair que si le substrat est porté à un potentiel plus négatif que celui des collecteurs, les jonctions collecteur-substrat constitueront des diodes polarisées en inverse, donc bloquées. En conséquence, l'isolement est bien assuré entre ces deux transistors.

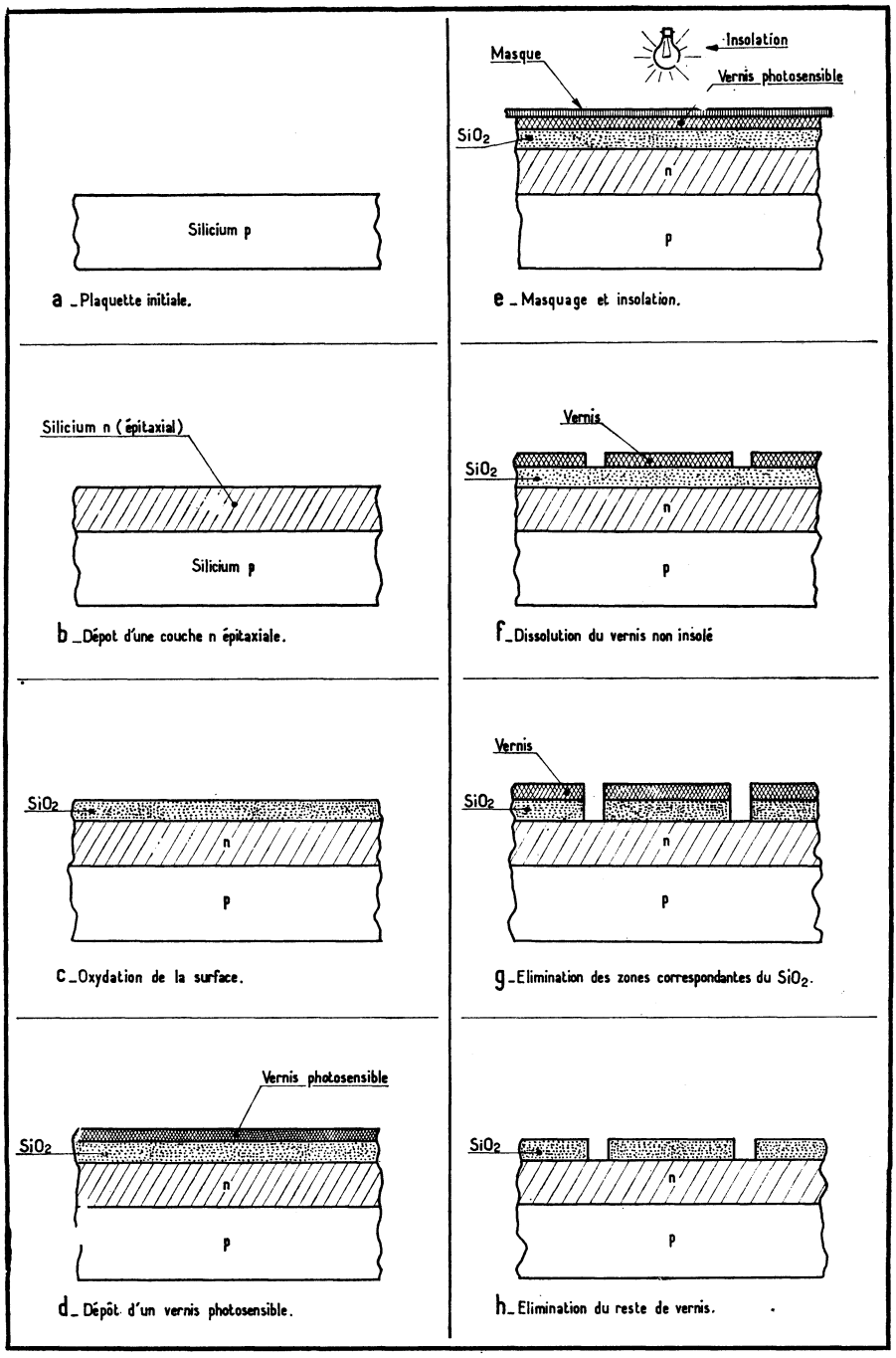
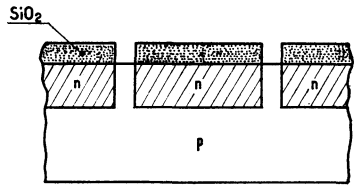
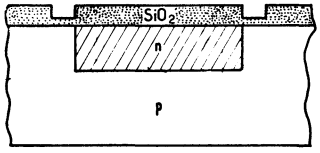


Fig. 2-7. — Le film de la réalisation d'un circuit intégré.

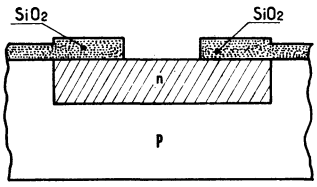


i _ Diffusion de zones p pour constituer les caissons d'isolement.

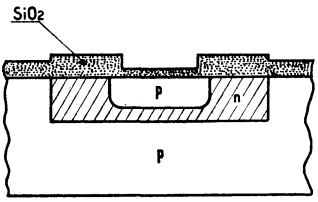
Ne considérons plus, maintenant, que l'élément central:



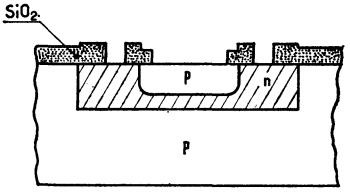
j _ Oxydation.



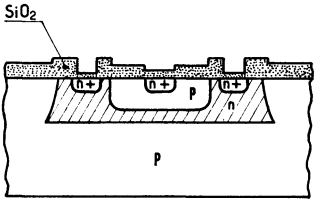
k _ Seconde opération de photogravure, suivie par la création d'une nouvelle fenêtre dans la couche d'oxyde.



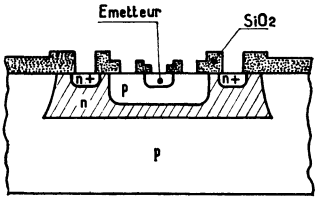
l _ Diffusion de la base (p) et ré-oxydation.



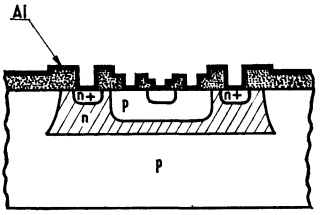
m _ Troisième opération de photogravure, et ouverture de nouvelles fenêtres dans la couche d'oxyde



n _ Diffusion des émetteurs et ré-oxydation.



o _ Quatrième opération de photogravure, et ouverture de fenêtres pour le dépôt des connexions.



p _ Dépôt d'une couche d'aluminium uniforme, qui sera suivi par la cinquième opération de photogravure.

Suite de la figure 2-7.

Nous verrons, plus loin, qu'il existe également d'autres méthodes d'isolement qui consistent à créer des caissons diélectriques.

Ajoutons aussi que la technologie MOS se dispense des caissons d'isolement, comme on va le voir. Cela constitue d'ailleurs l'un de ses avantages.

Nous disposons désormais de toutes les données de base qui permettent de suivre un processus complet de fabrication d'un CI bipolaire.

2.2. Processus de fabrication des circuits intégrés

2.2.1. RÉALISATION DES CIRCUITS MONOLITHIQUES

Nous allons maintenant développer la suite des opérations qui aboutit à la naissance des circuits intégrés. Mais il est évident que le schéma simplifié que nous allons en donner et relatif à la fabrication d'un transistor NPN n'est nullement un cadre rigide et connaît, en pratique, bien des variantes.

Reportons-nous donc aux dessins successifs de la figure 2-7. Sur la plaquette de silicium, de type P (fig. 2-7 *a*), on fait croître une couche épitaxiale de silicium N (en *b*).

Puis, la plaquette est oxydée sur toute sa surface (*c*), et recouverte d'un vernis photosensible (*d*). Un masque, qui représente de façon extrêmement précise le dessin que l'on veut obtenir, est appliqué sur le vernis qui est insolé (*e*).

Selon le processus de photogravure décrit ci-dessus, le vernis non insolé est dissout (*f*), et des fenêtres sont ouvertes dans la couche d'oxyde (*g*). Le reste du vernis est ensuite éliminé (*h*). Ces fenêtres correspondent à ce qui va constituer les *caissons d'isolement*, c'est-à-dire les jonctions polarisées en inverse qui séparent les composants élémentaires.

En un premier temps, on effectue donc un dépôt de bore destiné à créer une zone P fortement dopée en surface dans les fenêtres ou « sillons » ouverts par la photogravure. Suit la diffusion d'isolement proprement dite, au cours de laquelle le dépôt P pénètre dans les sillons à une profondeur qui doit être supérieure à celle de la couche épitaxiale. On crée ainsi un ensemble de *caissons* séparés les uns des autres par des jonctions PN qu'il suffira de polariser en inverse pour isoler les éléments situés dans des caissons différents (*i*).

Chaque caisson est donc un fragment de silicium N, entouré de toutes parts par du silicium de type P. Pendant la diffusion d'isolement qui peut durer plusieurs heures, une nouvelle couche d'oxyde s'est formée en surface, selon un phénomène de réoxydation propre à toute diffusion (*j*).

Une seconde opération de photogravure, suivie par l'ouverture de nouvelles fenêtres dans la couche d'oxyde (*k*), va permettre la diffusion simultanée de toutes les *bases des transistors*, ainsi qu'éventuellement celle des *résistances*.

Un dépôt de bore proportionné à la concentration en surface recherchée est suivi d'une diffusion telle que la profondeur de celle-ci soit de l'ordre de 2 à 5 μm (*l*). Cette diffusion constitue la phase la plus critique de la fabrication; en effet, les valeurs des résistances obtenues sont fonction à la fois de leur géométrie et de la résistance de couche de la zone diffusée. Ce sont donc les caractéristiques physiques recherchées pour les éléments actifs qui imposent les caractéristiques des éléments

passifs. Aussi, pour obtenir les valeurs voulues des résistances, n'est-il possible de jouer que sur les caractéristiques géométriques de celles-ci, quitte à leur donner, si nécessaire, une forme coudée.

L'opération suivante de photogravure (*m*) ouvre, dans la couche de dioxyde, des fenêtres aux emplacements prévus pour qu'y soient produits simultanément *les émetteurs des transistors* et des *zones* N+ fortement dopées qui seront utilisées lors de la prise des contacts, de manière à éviter l'effet redresseur métal-semiconducteur (fig. 2-7 *n*).

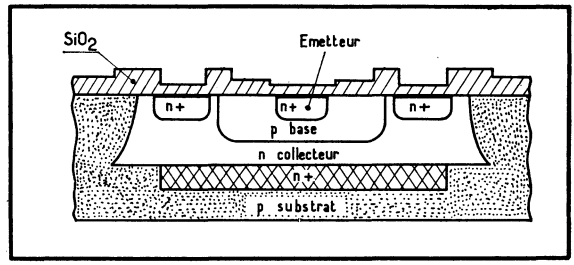


Fig. 2-8. — La diffusion d'une couche n+ sous le collecteur d'un transistor intégré accroît les performances de celui-ci. Cette opération, qui précède toutes les autres, porte à six le nombre des opérations de photogravure.

La conductivité N requise est obtenue par dépôt puis par diffusion de phosphore avec une forte concentration en surface et une profondeur de diffusion de 2 à 5 μm pour les jonctions émetteur-base des transistors. Cette diffusion peut également être employée pour la production de *condensateurs* diffusés.

Les circuits étant maintenant pratiquement terminés, il ne reste plus qu'à prévoir les contacts aux différentes bornes du montage et les interconnexions. La quatrième opération de photogravure est donc suivie par l'ouverture des fenêtres correspondant aux dits contacts à établir (*o*), puis la totalité de la surface de la plaquette est recouverte d'une couche d'aluminium de 1 à 2 μm (*p*). Cette opération se déroule dans un bâti à vide ($2 \cdot 10^{-6}$ torr), dans lequel la plaquette est portée à la température de +200 °C.

Il s'agit désormais de ne laisser subsister l'aluminium que là où il est nécessaire, soit pour assurer les prises de contact, soit pour réaliser les interconnexions. Ce résultat est obtenu par une cinquième et dernière opération de photogravure suivie d'une attaque par acide orthophosphorique qui ne laisse subsister l'aluminium recouvrant la plaquette que sur les plages utiles des circuits. L'adhérence de l'aluminium au silicium est ensuite améliorée par le passage de la plaquette dans un four d'alliage à environ 550 °C.

2.2.2. STRUCTURE PLANAR ÉPITAXIALE OPTIMISÉE

En raison du fait que le collecteur de chaque transistor est disposé parallèlement à la surface du circuit intégré, il peut sembler intéressant de réduire sa résistance propre en lui adjoignant une couche « enterrée » fortement dopée N+ (fig. 2-8). Cette technique mène à la structure planar « optimisée ».

Ce faisant, on améliore considérablement la tension de saturation collecteur-émetteur V_{CEsat}, la tension de claquage de la jonction de collecteur V_{CBO}, et la constante de temps du courant de collecteur des transistors élémentaires.

Cependant, il faut consentir à une opération supplémentaire d'oxydation, suivie par une photogravure et une diffusion d'arsenic, par exemple. L'arsenic constitue, en effet, un dopeur de solubilité élevée diffusant lentement dans le silicium, ce qui lui permet de ne pas s'étendre excessivement au cours des diffusions ultérieures.

Cette opération précède toutes les autres, et prend donc place avant l'épitaxie. La concentration obtenue est de l'ordre de $5 \cdot 10^9$ atomes/cm^3 pour une profondeur de diffusion dans le substrat de 5 à 10 µm. On aboutit donc ainsi à un total de six opérations de photogravure.

2.2.3. LA PASSIVATION

La plaquette de silicium comporte désormais ses circuits intégrés avec leurs composants, leurs interconnexions et leurs bornes de sorties. Très généralement s'inscrit, à cette étape, une série de contrôles et de mesures effectués à l'aide de pointes.

Ces pointes sont autant de contacts, judicieusement disposés, reliés à des ensembles électroniques de mesure. Tous les circuits intégrés distribués sur la surface de la plaquette peuvent ainsi être contrôlés séparément, et observés visuellement sous binoculaire. Un marquage éventuel établit les catégories nécessaires.

Auparavant, on aura procédé à la *passivation* des circuits, c'est-à-dire qu'on recouvre la surface des jonctions d'un diélectrique stable qui protège le CI, généralement du verre.

2.2.4. MONTAGE DES CIRCUITS. — BOITIERS

La plaquette de silicium est ensuite découpée, et les circuits intégrés sont séparés les uns des autres. Dès lors, ils peuvent être :

— soit livrés tels, en « puces » nues, à l'utilisateur. C'est le cas général des *beam-leads* et des *flip-chips ;* ou encore, des circuits sur film dont le développement commercial a commencé en 1977.

— soit montés individuellement sur une embase pour encapsulation.

Dans ce dernier cas, il faut établir des connexions entre les zones métallisées du CI et les pattes de sortie du boîtier. On se sert d'un fil d'aluminium de 25 µm de diamètre, ou d'or, soudé par thermocompression ou par ultrasons.

Cette opération s'effectue sous binoculaire sur des machines d'abord manuelles, équipées de micromanipulateurs : le cristal est placé dans un four à 320 °C tandis que le fil d'aluminium passe au travers d'un capillaire dans lequel il atteint une température de l'ordre de 280 °C; le fil ainsi chauffé est comprimé entre le rebord du capillaire et la borne du circuit à laquelle on veut le souder, puis entre le rebord du capillaire et le contact correspondant de l'embase; enfin, on coupe le fil en l'étirant entre le capillaire et le contact auquel il vient d'être soudé. Ce mode opératoire constitue une amorce pour la thermocompression suivante.

Les opérations de soudure sont suivies d'un contrôle visuel des circuits sous binoculaire qui permet de vérifier que tous les fils prévus existent, qu'ils sont tous correctement positionnés, que les soudures sont suffisantes, et qu'elles ne risquent pas de provoquer de courts-circuits entre les différentes métallisations.

A la suite de quoi le boîtier est fermé, son capot protecteur étant mis en place, lorsqu'il ne s'agit pas de boîtier plastique. Pratiquement, trois types principaux de boîtier ont été mis sur le marché (fig. 2-9) : le *boîtier genre transistor*, type TO-5, par exemple, le boîtier dit *plat* (« *flat pack* », pour les Américains), et le *boîtier à double rangée de connexions* (ou : « *dual in line package* », soit *DIL* ou *DIP*, pour les Américains).

Le *boîtier TO-5* est bien connu; il peut être monté sur des cartes imprimées en utilisant les techniques classiques du fer à souder manuel. Malheureusement, le nombre de ses connexions de sorties est limité bien souvent à dix.

Le *boîtier plat*, d'un encombrement plus restreint, était à l'origine prévu pour être soudé « par points » sur les connexions d'une plaque imprimée. De ce fait, et malgré la création de machines semi-automatiques, il faut consacrer davantage de temps à son montage.

Le *boîtier à double rangée de connexions*, créé en 1965 par *Fairchild Semiconductors*, peut être utilisé par des systèmes d'insertion automatique. Ses fils de sorties sont rigides et peuvent être insérés dans des cartes normalisées. D'autre part, leur écartement est tel qu'il permet le passage d'autres connexions sur le circuit imprimé (et sous son propre boîtier).

Ce dernier type de boîtier en version plastique est aujourd'hui le plus populaire. Dans ce cas, les puces de CI sont montées sur des grilles, puis moulées dans un plastique. C'est la solution la plus économique et elle garantit une excellente fiabilité; de plus, elle peut se prêter à des traitements automatiques.

L'autre version DIL est en céramique. La puce vient se loger dans un boîtier en céramique de très haute fiabilité, mais plus cher.

En version DIL, le nombre des sorties « classiques » est 14 ou 16. Pour des circuits très complexes, on va jusqu'à 64; à l'inverse, et pour des circuits plus simples, on produit des « mini-DIP » plastique à 4 accès, très économiques et d'emploi facile.

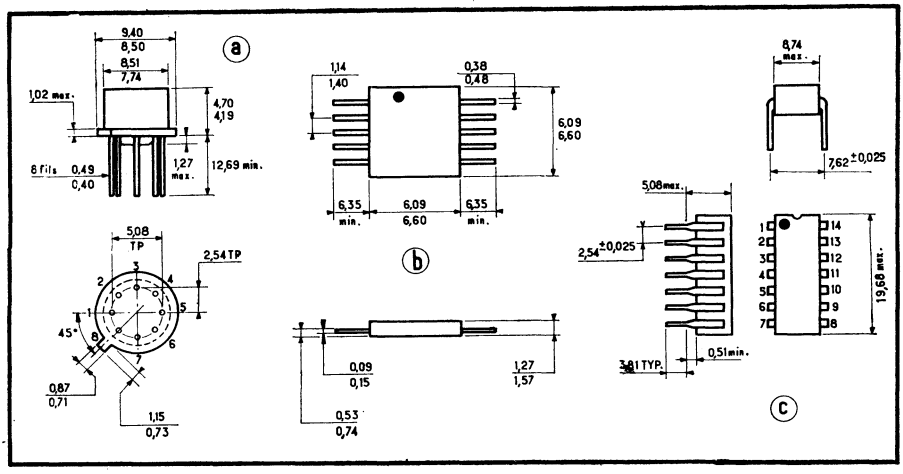


Fig. 2-9. — Il existe une très grande variété de boîtiers pour circuits intégrés linéaires. Les plus typiques sont le boîtier type transistor, TO-5 (a), le boîtier plat (b) et le boîtier à double rangée de connexions (c). Les dimensions sont données en millimètres.

Ajoutons que le boîtier plat s'est trouvé pratiquement réservé aux applications militaires et spatiales. Le boîtier métallique type transistor, lui, offre également l'avantage de pouvoir être scellé hermétiquement en enfermant une atmosphère pure et sèche, d'azote, ce qui le destine également à des applications de très haute fiabilité. Par contre, il est plus onéreux.

Les problèmes de dissipation

Il est évident que la dissipation des CI est limitée. Lorsqu'on a besoin de puissance, on fait appel au boîtier métallique TO-3 modifié, ou encore au DIL plastique avec radiateur incorporé (fig. 2-10).

Ce radiateur est en contact thermique avec la puce et peut, à son tour, être fixé sur un dissipateur plus puissant.

Aussi, on réalise des circuits qui dissipent jusqu'à 30 W.

Le repérage des connexions

Chaque type de boîtier comporte un cran, ou un ergot, auquel s'ajoute parfois un point de peinture, qui sert à repérer la borne de sortie n° 1.

Vu de dessus, *les autres sorties respectent alors généralement* un ordre de progression selon le sens trigonométrique.

Mais il n'y a là aucune règle absolue. En particulier, une certaine ambiguïté peut subsister avec les boîtiers type TO-5 quant au repère de la première borne; aussi, dans tous les cas convient-il de se reporter aux indications des constructeurs.

2.3. Réalisation des composants en bipolaire

2.3.1. TRANSISTORS NPN

Nous avons vu, dans ce qui précède, comment l'on réalise des transistors NPN. Leurs performances sont assez proches de celles des mêmes éléments discrets, qu'il s'agisse de paramètres statiques ou dynamiques.

Résistance série collecteur

Grâce à la couche N+ enterrée, on crée un chemin d'accès à faible résistance entre le vrai collecteur et la sortie collecteur.

De même, une diffusion N+, réalisée en même temps que celle de l'émetteur, permet de réduire la résistance d'accès transversal. D'une manière générale, tout contact par un film d'aluminium sur une zone peu dopée N doit se faire par l'intermédaire d'une zone N+ pour dégénérer la diode de contact aluminium (dopant P) — zone N.

Cette résistance série collecteur parasite dépend des dimensions du transistor, ainsi que de la résistivité du collecteur. Pour un petit transistor (I_c = quelques milliampères et B_{VCEO} = 30 V), la résistance série est de l'ordre de 20 à 50 Ω. (Pour un transistor « discret », la résistance série collecteur est voisine généralement de 1 à 2 Ω.)

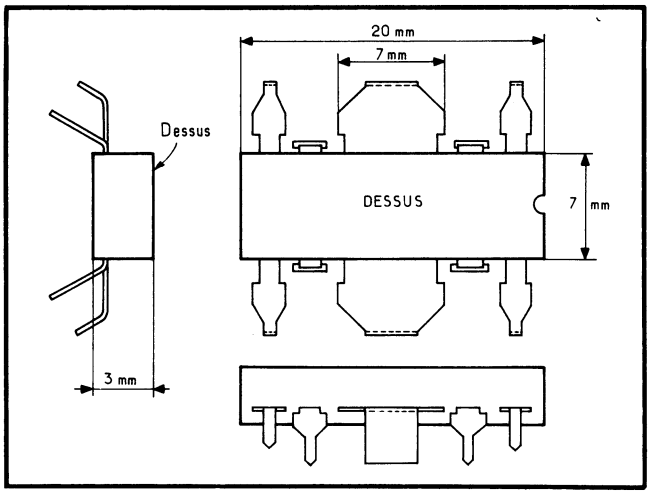


Fig. 2-10. — Exemple de boîtier DIL avec radiateur.

Gain en courant h_{FE}

Le gain en courant des transistors intégrés (émetteur commun) est couramment de l'ordre de 100. Il est possible, dans certains cas, en particulier lors de la réalisation des transistors d'entrée d'un amplificateur différentiel, de procéder à une diffusion d'émetteur spéciale assurant aux transistors concernés un gain en courant élevé (1 000 à 5 000). Ce processus rend possible la réalisation de circuits à impédance d'entrée très élevée (plusieurs mégohms) et à courant d'entrée faible (quelques nanoampères).

L'utilisation de tels transistors « super-bêta » exige toutefois que, par une conception de circuits adéquate, la tension collecteur-base reste toujours faible.

Tenue en tension

La tension de claquage base en l'air (B_{VCEO}) est limitée, actuellement, à une valeur maximale de l'ordre de 50 V. Des tenues en tension plus élevées nécessitent des résistivités collecteur élevées ($>$ 4 à 5 Ω . cm), ce qui conduit à de fortes valeurs de résistances « série » collecteur. Il est, de plus, difficile de faire croître une couche épitaxiale de résistivité élevée sur un substrat P.

Fréquences de coupures

Les fréquences de transition (F_T) peuvent atteindre des valeurs de l'ordre de 400 à 1 000 MHz.

Courant maximal

Les courants maximals sont limités à quelques centaines de milliampères. Notons, toutefois, que, dans ce cas, la place prise par de tels transistors est très grande, ce qui réduit d'autant les possibilités de complexité du circuit. De plus, les problèmes de réaction ou contre-réaction thermique peuvent devenir prépondérants pour un circuit intégré lorsque la puissance à dissiper est élevée, par suite de la proximité des étages d'entrée et de sortie.

Transistor NPN multi-émetteur

Cet élément n'est pratiquement utilisé que pour la conception des circuits intégrés logiques (logique TTL). Ce transistor est, en fait, équivalent à plusieurs transistors dont les bases et les collecteurs seraient reliés (fig. 2-11). Les trois émetteurs sont diffusés simultanément.

En pratique, le contact de base est pris à une certaine distance des jonctions E-B, de manière à accroître la résistance parasite $R_{bb'}$, ce qui a pour conséquence de réduire les trois courants « entrant » par E_1, E_2, E_3 lorsque ces trois entrées sont au niveau « *haut* ».

Éléments parasites

Le collecteur du transistor NPN est isolé du substrat par une diode en inverse, collecteur-substrat (fig. 2-12 *a*). Le courant inverse de cette diode est très généralement négligeable, même à $T_j = 150$ °C, mais il n'en est pas de même de la capacité parasite collecteur-substrat. Cette capacité parasite dépend de la tension collecteur-substrat, de la résistivité du collecteur et de la dimension du caisson d'isolement. Son ordre de grandeur moyen est de 50 à 100 pF/mm². Pour un transistor intégré classique (I_c = quelques milliampères) ayant un caisson d'isolement de 100 µm × 100 µm, cette capacité parasite est donc voisine de 0,5 à 1,5 pF.

Il existe également un transistor parasite PNP substrat en parallèle sur le transistor NPN (fig. 2-12 *b*). En général, ce transistor n'intervient pas, car sa jonction E-B est bloquée, le potentiel du collecteur NPN étant plus élevé que celui de la base NPN.

2.3.2. TRANSISTORS PNP

Les transistors PNP intégrés peuvent être réalisés selon plusieurs processus, mais deux sont généralement retenus en raison du fait qu'ils ne nécessitent pas de diffusions différentes de celles nécessaires pour la réalisation des transistors PNP et des résistances : il s'agit des PNP dits « *substrat* » et « *latéral* ».

Transistor « PNP substrat »

Le collecteur de ces transistors est confondu avec le substrat du circuit intégré (fig. 2-13). L'émetteur du PNP est obtenu par la même diffusion que la base du NPN, la base du PNP correspond au collecteur du NPN.

La base du transistor PNP étant relativement épaisse (nécessité de tenue en tension des transistors NPN), le gain en courant h_{FE} ne peut pas être très élevé : soit de l'ordre de 20 à 100. Pour la même raison, les fréquences de transition sont réduites ($f_T \sim 30$ à 100 MHz), avec I_{Cmax} = quelques milliampères.

La tenue en tension émetteur-base est de l'ordre de 6 à 7 V, car il existe une diffusion $n+$ ceinturant l'émetteur, destinée notamment à réduire la résistance d'accès à la base, et l'injection latérale de l'émetteur qui tend à réduire le gain en courant.

La tenue en tension de la jonction collecteur-base est pratiquement identique à celle des transistors NPN, puisque toutes deux dépendent de la résistivité de la zone N.

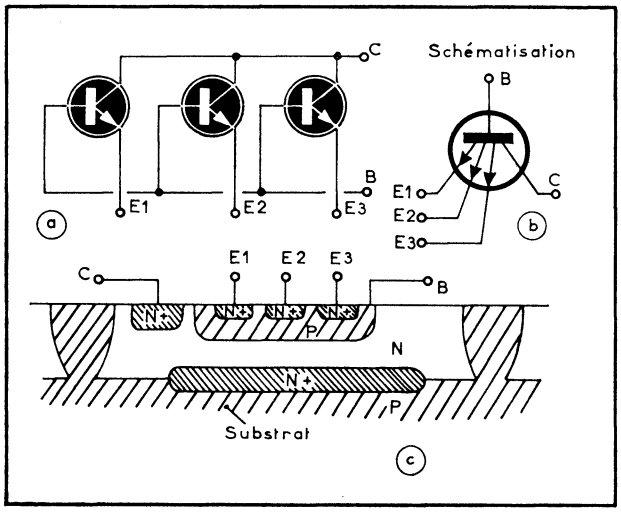


Fig. 2-11. — Conception et réalisation d'un transistor multi-émetteur : en a, schéma équivalent; en b, nouveau schéma; en c, intégration.

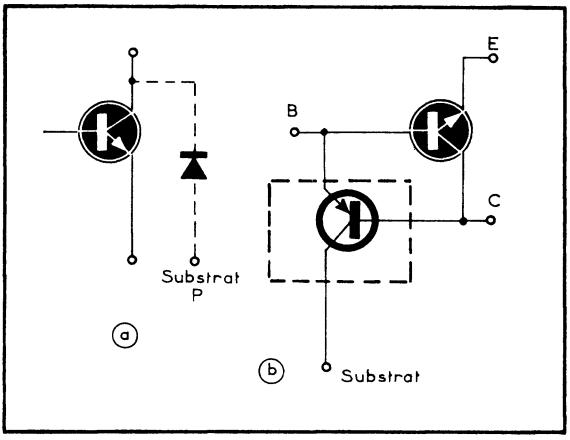


Fig. 2-12. — La diode (a) et le transistor (b) parasites d'un transistor NPN.

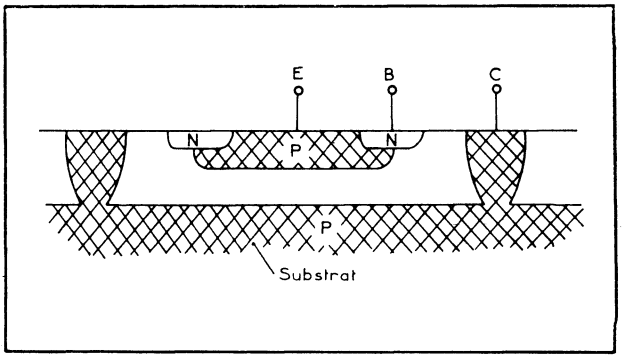


Fig. 2-13. — Réalisation d'un transistor PNP substrat.

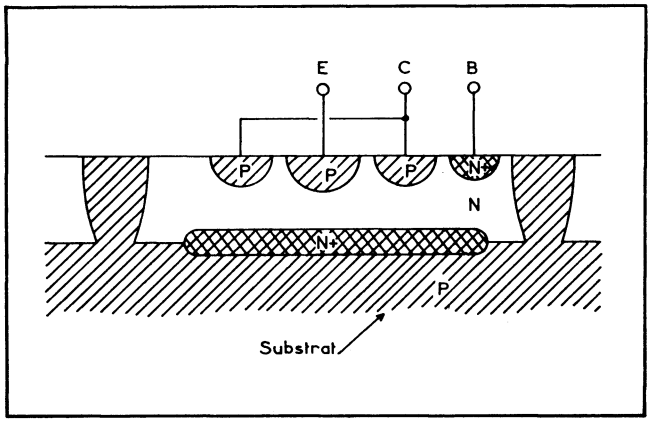


Fig. 2-14. — Réalisation d'un transistor PNP latéral.

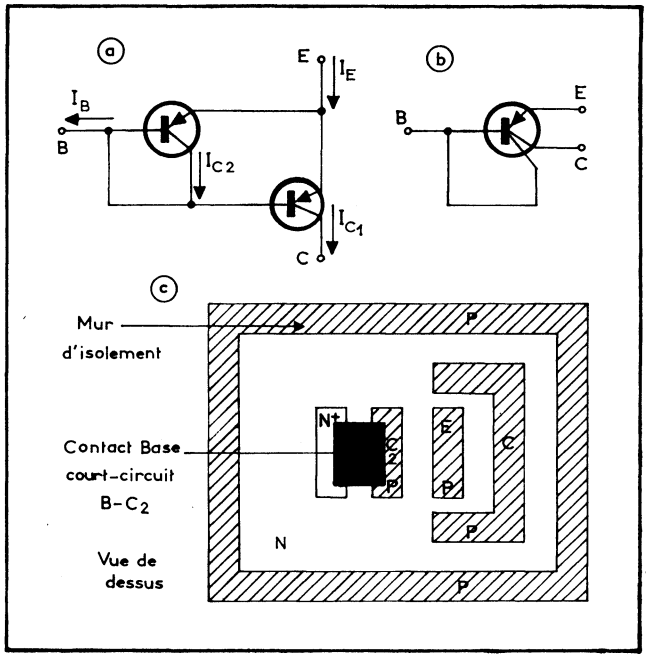


Fig. 2-15. — Conception (a), schéma de principe (b) et intégration d'un transistor PNP latéral à gain en courant fixé.

La tension de saturation V_{CES} est grande par suite de la résistivité élevée de la zone collecteur-substrat (exemple : $I_C = I_B = 5$ mA, $V_{C1} = 1$ à 2 V).

Il est très important, du point de vue utilisation, de noter que le collecteur du PNP se confond avec le substrat du circuit intégré, relié lui-même au potentiel le plus négatif. Le transistor PNP substrat ne peut donc être utilisé qu'en « collecteur commun », la tension collecteur étant constante, égale à la tension la plus négative.

Transistor « PNP latéral »

L'émetteur et le collecteur de ce transistor sont réalisés en même temps, par la même diffusion que celle conduisant à la base des transistors NPN (fig. 2-14),

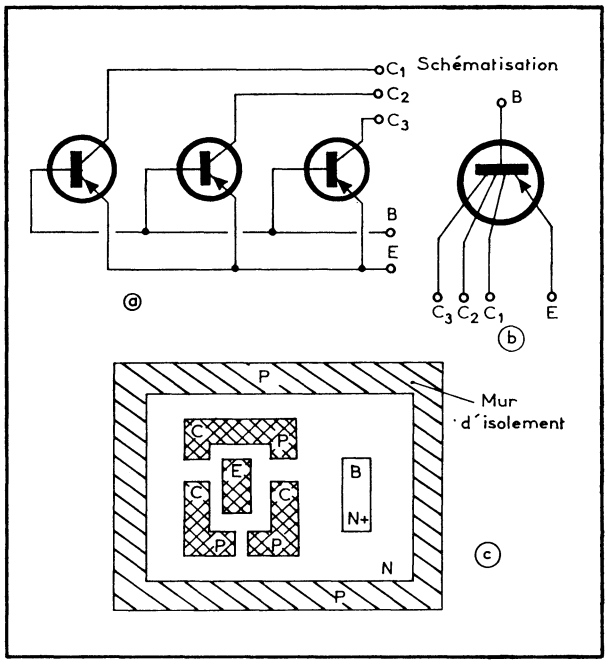


Fig. 2-16. — Conception (a), représentation (b) et intégration d'un transistor PNP latéral multicollecteur.

ce qui explique qu'on appelle aussi ces transistors des PNP latéraux. Le collecteur entoure l'émetteur, de manière à « collecter » le maximum de courant, et donc à augmenter le gain h_{FE}. Une couche enterrée N+ permet de réduire le gain du transistor parasite « PNP substrat », qui tend à drainer une partie du courant émetteur.

La distance émetteur-collecteur étant difficilement très réductible et très contrôlable, le gain du PNP latéral est faible et variable (h_{FE} = 5 à 50 pour $I_C < 1$ mA). De plus, une rotation de phase importante apparaît entre les courants collecteur et base dès que croît la fréquence, ce qui limite l'utilisation de tels transistors à quelques mégahertz.

La tenue en tension E-B (B_{VEBO}) est du même ordre de grandeur que celle de la jonction C-B (B_{VCBO}), et peut donc être de quelques dizaines de volts (exemple d'utilisation de cette caractéristique : étage d'entrée des amplificateurs différentiels). A la différence des « PNP substrat », le « PNP latéral » peut être utilisé en n'importe quel point du circuit.

De même que le transistor NPN, le transistor PNP latéral présente une capacité parasite zone *n* (base) — substrat.

Transistor PNP latéral à gain en courant fixe

Parfois, il est plus simple de concevoir un circuit en utilisant un transistor PNP latéral à gain émetteur commun faible, mais connu, plutôt qu'un transistor à gain un peu plus élevé, mais variable d'un élément à l'autre. Un gain de courant prédéterminé peut être obtenu par un circuit de contre-réaction du transistor PNP, suivant le schéma de la figure 2-15.

Le rapport des courants collecteurs I_{C1} et I_{C2} est approximativement égal au rapport des périmètres « collecteur » faisant face à l'émetteur et ne dépend donc que de la géométrie, et non plus des diffusions. On peut alors fixer le gain en courant h_{FE} du transistor PNP en jouant sur les géométries des collecteurs. Le gain sera d'autant plus près de la valeur prévue que le gain en courant du transistor PNP seul sera élevé. Le gain obtenu est quelques unités pour $I_C \simeq 1$ mA.

Transistor PNP latéral « multicollecteur »

Un transistor PNP multicollecteur est équivalent à plusieurs transistors PNP dont les émetteurs et les bases sont réunis (fig. 2-16). Les trois collecteurs sont diffusés simultanément, en même temps que l'émetteur. L'avantage d'une telle structure est que l'on peut, en dimensionnant en conséquence les trois zones « collecteur », imposer un rapport constant entre les trois courants collecteur (on peut, en particulier, les rendre égaux), ce qui est une solution élégante pour réaliser trois sources de courant identiques, ou dans un rapport de valeur donné.

Transistor PNP composite (PNP latéral + NPN)

Un transistor PNP à fort gain peut être obtenu à l'aide du montage de la figure 2-17. Le transistor PNP n'est traversé que par le courant de base du NPN, très faible. Donc, le gain global en courant est grand, même si le gain en courant du PNP est peu élevé.

Vrai PNP

Un « vrai PNP » peut être obtenu moyennant une complexité des processus de réalisation (épitaxie localisée, diffusions supplémentaires, etc.), comme le

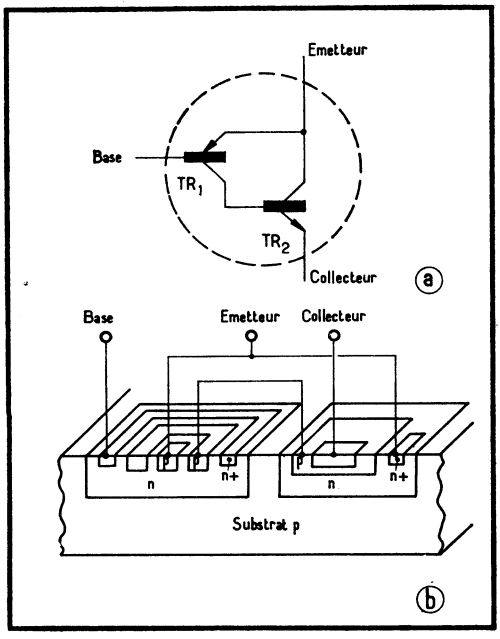


Fig. 2-17. — Conception d'un PNP composite (a) et sa réalisation pratique (b).

montre la figure 2-18. Par suite de l'incidence de cette complexité sur les rendements et les prix de revient, on préfère, dans pratiquement tous les cas, modifier les schémas de manière à tenir compte des limitations de performances des différents PNP ci-dessus décrits.

PNP vertical

On peut encore concevoir un PNP vertical, comme le montre la figure 2-19 où c'est le substrat P qui joue le rôle de collecteur, l'émetteur et la base étant fournis par un NPN normal.

On ne peut cependant utiliser un tel élément, de gain intéressant, que dans certains schémas très particuliers.

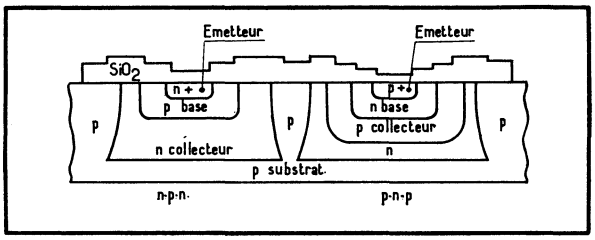


Fig. 2-18. — Un PNP « vrai », comparé à un NPN classique.

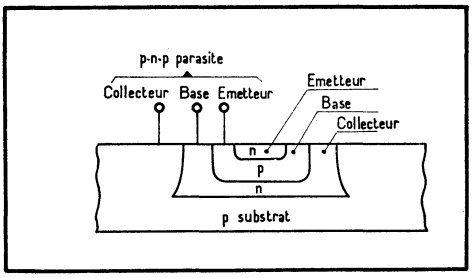


Fig. 2-19. — Entre le transistor intégré et le substrat apparaît un transistor parasite.

2.4. Résistances

2.4.1. MESURE DES RÉSISTANCES DIFFUSÉES

Avant d'aborder le principe de réalisation des résistances diffusées, il nous faut noter que leur mesure fait intervenir une nouvelle unité qui s'exprime en ohms par carré et qui s'écrit : $\Omega/\square$.

On sait que la résistance est donnée classiquement par :

$$R = \rho \frac{L}{s}$$

ou R est la résistance, en ohms, si :

— ρ est la résistivité, en ohms . cm^2/cm;

— L est la longueur du conducteur, en cm;

— s est sa section, en cm^2.

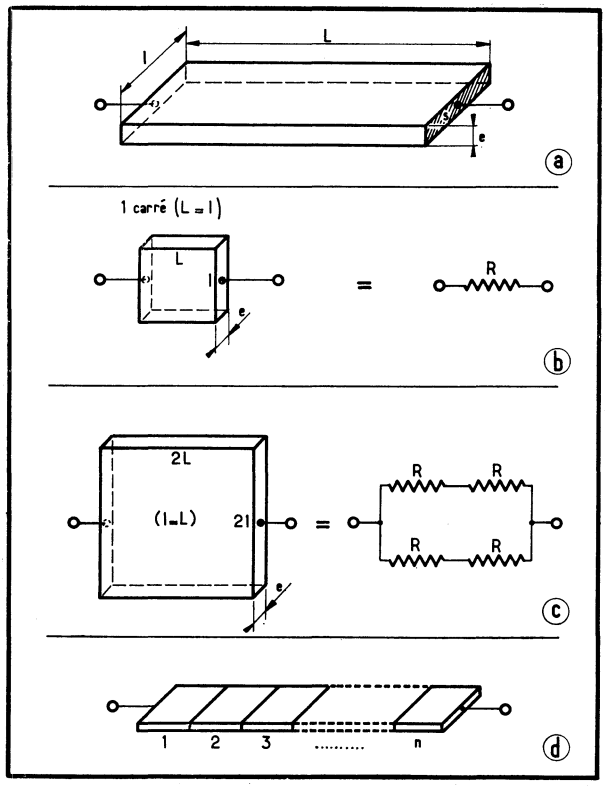


Fig. 2-20. — Soit une résistance diffusée d'épaisseur constante e, de longueur L et de largeur l; s est la surface (la section) égale à s = e . l (a). On peut démontrer que la résistance d'un carré de L . l avec L = l est indépendante de la valeur absolue de L ou de l (b); en effet, si l'on multiplie par deux, par exemple L et l, on aboutit au schéma (c) où l'épaisseur e reste la même : la résistance équivalente n'a pas changé. La mesure d'une résistance diffusée revient à connaître la résistance d'un carré élémentaire, et à multiplier celle-ci par le nombre n de carrés qu'elle comporte (d), d'où la notion (et la notation) d'ohms par carré.

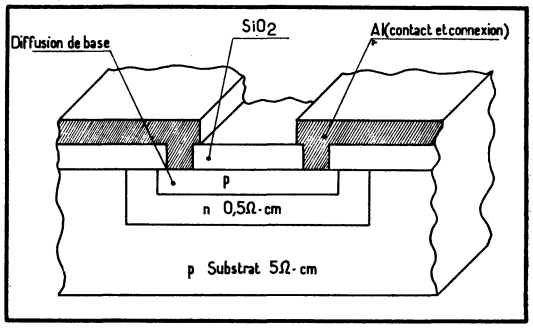


Fig. 2-21. — La diffusion de base peut servir à la réalisation d'une résistance intégrée. Les contacts et connexions en aluminium ont, ici, été représentés.

Or, l'épaisseur des résistances intégrées est constante puisqu'elle est assurée par une diffusion identique pour toutes les résistances d'un circuit. On peut alors prendre comme unité repère la résistance d'une surface carrée de silicium, c'est-à-dire dont la longueur est égale à la largeur.

Dans ce cas, il est évident que si l'on double la longueur et la largeur simultanément, la résistance ne change pas. Cette propriété se manifeste quel que soit le facteur multiplicateur ou diviseur, à la condition bien sûr qu'il affecte simultanément la largeur et la longueur.

On crée ainsi une unité qui s'appelle la *résistivité superficielle* et qui se mesure en ohms par carré, ce qui se note $\Omega/\square$.

Ensuite, on ne mesurera pas la longueur de la résistance en centimètres mais on la rapportera au côté du carré de base. Pour trouver la valeur d'une résistance quelconque, de longueur égale à n fois le côté du carré, il suffira de multiplier la résistivité superficielle par le rapport n.

Cette façon de procéder est en réalité très simple et facilite beaucoup le calcul des résistances, leur dessin et l'expression de leur valeur.

2.4.2. RÉALISATION DES RÉSISTANCES DIFFUSÉES

Résistance du type « base »

La méthode la plus simple pour réaliser une résistance intégrée consiste à utiliser une diffusion de base de transistor (fig. 2-21). Ce faisant, on peut obtenir des valeurs allant de 100 Ω à 30 kΩ, mais avec une précision de seulement $\pm$ 20 % en valeur absolue.

En valeur relative, les résultats sont bien meilleurs, puisque le rapport des résistances égales, entre elles, peut être de $\pm$ 5 %. On en conclut deux choses :

— les circuits intégrés ne devront faire appel qu'à des valeurs absolues de résistances relativement basses;

— les performances ne devront pas dépendre des valeurs absolues, mais essentiellement des valeurs relatives, donc des rapports des résistances entre elles.

Les valeurs des résistances croissent d'environ +0,2 %/°C.

Pratiquement, la résistance ne sera pas rectiligne, mais présentera une forme telle que le minimum de place soit occupé par elle sur la puce.

Capacité parasite. — Les résistances sont isolées par un caisson N qui est porté au potentiel le plus positif du circuit. Entre chaque résistance et le potentiel le plus positif, il existe donc une diode d'isolement en inverse. *Le courant inverse peut être généralement négligé, même aux températures élevées, mais pas la capacité parasite.* Cette capacité parasite est, en fait, une capacité distribuée tout le long de la résistance.

Résistance du type « émetteur »

Il est possible également de réaliser des résistances de faible valeur en utilisant la diffusion émetteur du type N+. Ce processus présente toutefois quelques inconvénients :

— incertitude sur la valeur absolue, la constance de la valeur relative par rapport aux résistances type « base » n'étant par ailleurs plus du tout assurée (diffusions différentes);

— tenue en tension limitée à B_{VEBO} ($\simeq$ 6,3 V) et capacités parasites importantes (résistivités faibles).

Une résistance de type émetteur N+ est souvent réalisée lorsque l'on désire obtenir de faibles valeurs ($<$ 100 Ω); une résistance du type base exigerait, en effet,

une grande surface pour obtenir une précision acceptable (nécessité dans ce cas d'une longueur de résistance minimale pour pallier les incertitudes de photogravure, et d'une largeur accrue pour obtenir la faible valeur de résistance souhaitée).

Résistance du type « base pincée » (« Pinch-off resistor »)

Il est possible de réaliser des résistances de valeur élevée et de faible encombrement en diminuant l'épaisseur de la couche P constitutive de la résistance. Cette diminution est obtenue en diffusant une couche N+ sur la zone P de la

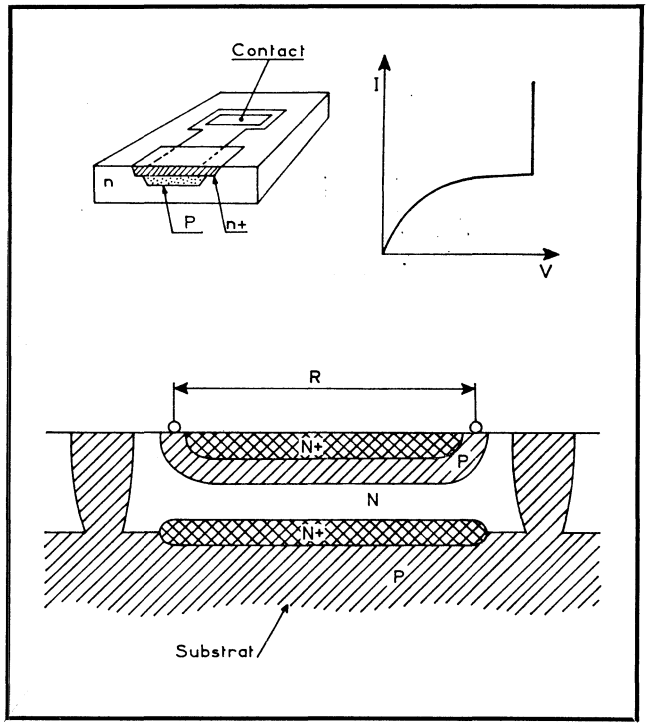


Fig. 2-22. — Topologie d'une résistance à effet de pincement et sa caractéristique typique.

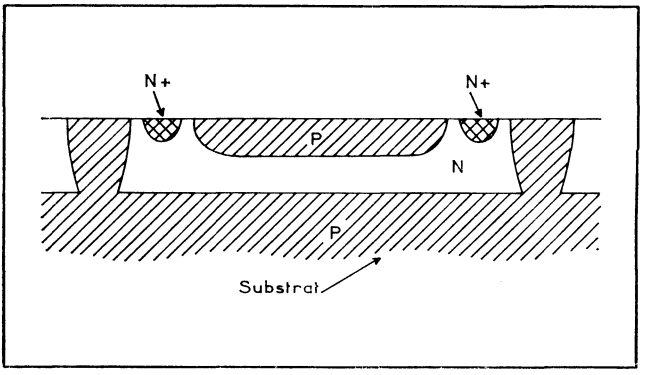


Fig. 2-23. — Résistance du type « collecteur ».

résistance, en même temps que l'on diffuse l'émetteur des transistors NPN. L'épaisseur de la couche P neutralisée par la diffusion N+ correspond justement à une zone de faible résistivité pour une résistance non pincée (fig. 2-22).

On peut obtenir une résistance par carré de l'ordre de 3 à 100 kΩ, donc bien plus élevée que celle des résistances classiques. Toutefois, une telle résistance ne peut être utilisée n'importe où dans un circuit, car elle souffre de nombreuses limitations :

— la zone N+ a généralement une zone commune avec le caisson N (en principe, distinct du caisson N des résistances classiques), et il faut donc que, dans tous les cas, la tension existant entre la zone P et la zone N+ soit une tension inverse, inférieure à la tension de claquage ($\simeq$ 6 V). Cette tension de claquage est identique au B_{VEBO} des transistors NPN. Dans le meilleur des cas (zone N+ reliée à l'une des extrémités de la résistance), la chute de tension aux bornes de cette résistance doit être inférieure à environ 6 V;

— cette résistance n'est pas linéaire en fonction du courant (en fait, cette résistance ressemble beaucoup à un transistor « effet de champ » à jonction, canal P);

— la résistance varie fortement avec la température (de l'ordre de +0,6 % par degré Celsius);

— la capacité parasite « résistance-caisson » est élevée (2 jonctions inverses : PN et PN+, cette dernière à forte capacité).

Malgré ces restrictions, la « résistance à base pincée » peut être utilisée avec profit : par exemple pour la pré-polarisation du premier transistor d'un étage Darlington ou dans tous les cas où la valeur de la résistance n'est pas critique.

On notera que la résistance à effet de pincement n'a pas d'équivalent en composant discret.

Résistance du type « collecteur » (« bulk resistor »)

Lorsque l'on veut que la résistance soit d'une valeur élevée et que la chute de tension à ses bornes soit également élevée ($>$ 6 V), on peut utiliser la zone épitaxiée N (zone collecteur des transistors NPN), pincée par une diffusion P, obtenue en même temps que la base des transistors NPN, pour réaliser la zone résistive (fig. 2-23).

Caractéristiques des résistances intégrées

Types	Valeurs	Résistance de surface (Ω/□)	Coefficient de température (10^{-6}/°C)	Tolérances (%)	
				absolues	relatives
Diffusion de base	100 Ω à 30 kΩ	200	2 500	±20	±5
Diffusion d'émetteur	10 Ω à 1 kΩ	2,5	100	±20	±5
Film mince (NiCr)	20 Ω à 50 kΩ	40 à 400	< 100	±15	±3

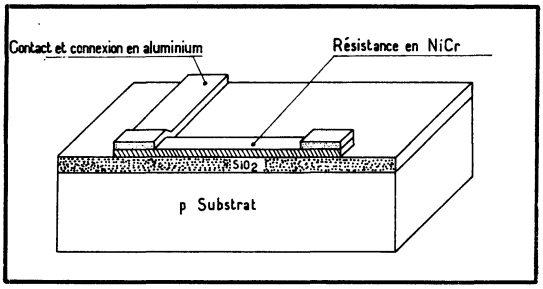


Fig. 2-25. — Constitution d'une résistance en film mince, déposée sur la couche de dioxyde de silicium.

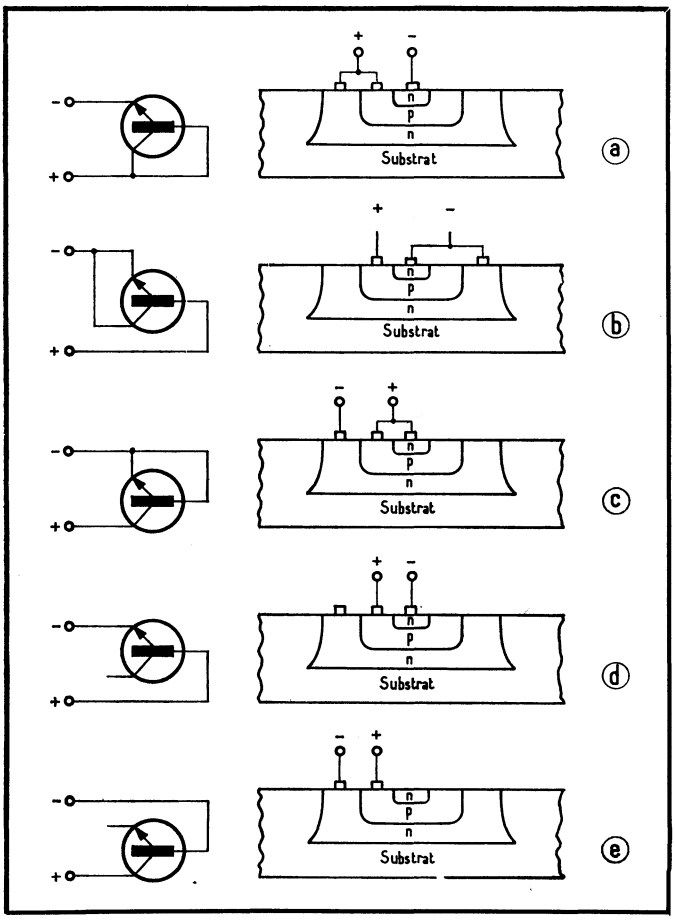


Fig. 2-26. — Les cinq façons de réaliser une diode à partir d'un transistor NPN normal.

La zone de pincement a généralement une partie commune avec le mur d'isolement P, de telle sorte que la jonction PN soit toujours bloquée (le substrat est au potentiel le plus négatif du circuit); comme la tension de claquage de cette jonction PN peut être élevée (B_{VCBO} des transistors NPN), on peut admettre une chute de tension importante aux bornes de cette résistance. Ordre de grandeur des valeurs : 20 kΩ à 300 kΩ.

Les résistances pincées collecteur présentent également des défauts de non-reproductibilité, de dérive en température ($\simeq$ +0,9 %/°C) et de non-linéarité. Le fonctionnement des résistances « type collecteur » se rapproche beaucoup du fonctionnement des transistors à effet de champ, canal N.

2.4.3. RÉSISTANCES A FILM MINCE

Dans le tableau page 41, on voit apparaître le poste : résistance au nichrome. C'est qu'en effet, il existe encore une possibilité de construire des résistances en faisant appel à la technique des films minces.

Sur la couche d'oxyde (fig. 2-25) est déposé un film mince de NiCr, lequel procure des résistances dont l'éventail des valeurs couvre de 20 Ω à 50 kΩ, avec un coefficient de température inférieur à 10^{-4}/°C. Il va sans dire que cette méthode, qui exige de multiples opérations supplémentaires, n'est qu'exceptionnellement appliquée.

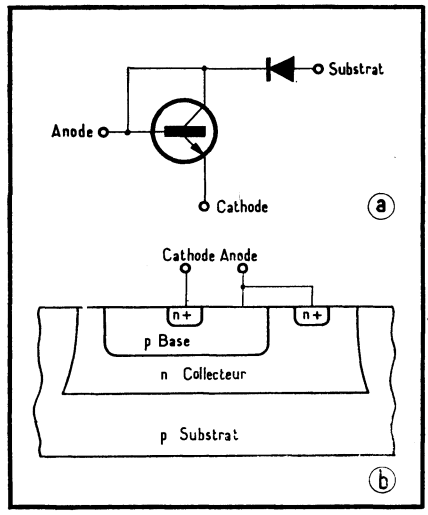


Fig. 2-27. — En règle générale, la diode intégrée est conçue selon le schéma de principe (a), auquel correspond la topologie (b).

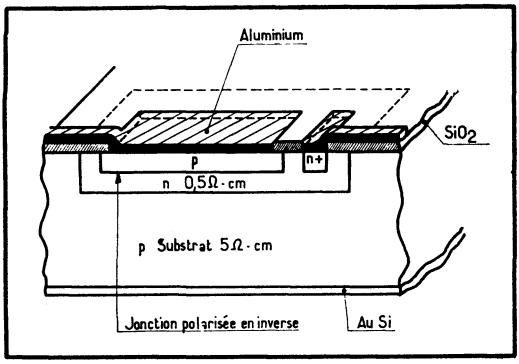


Fig. 2-28. — Une diode polarisée en inverse présente une certaine capacité de jonction. Ainsi peut-on réaliser un condensateur intégré (éventuellement variable si l'on est libre de jouer sur la tension de polarisation).

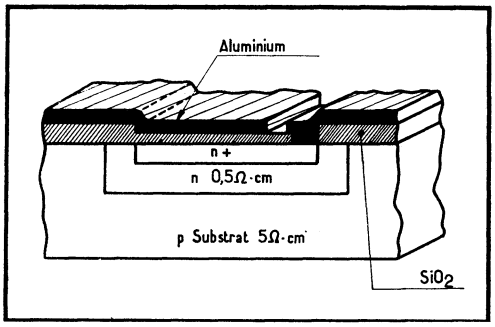


Fig. 2-29. — Une autre façon d'intégrer un condensateur consiste à métalliser une partie de la surface de la couche d'oxyde. L'autre armature est constituée par une couche N +, sous-jacente, Il est également possible de fabriquer un condensateur à film mince, en oxydant cette métallisation et en déposant une seconde couche d'aluminium.

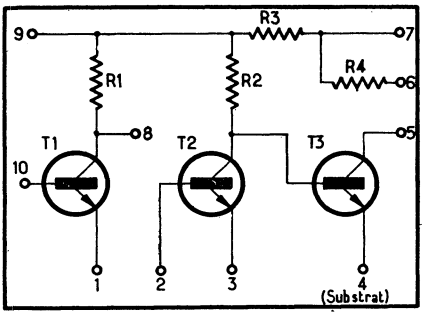


Fig. 2-30. — Schéma électrique de l'amplificateur intégré TAA 293; il comprend trois transistors et quatre résistances et s'applique à l'amplification à fréquences intermédiaires et à basse fréquence.

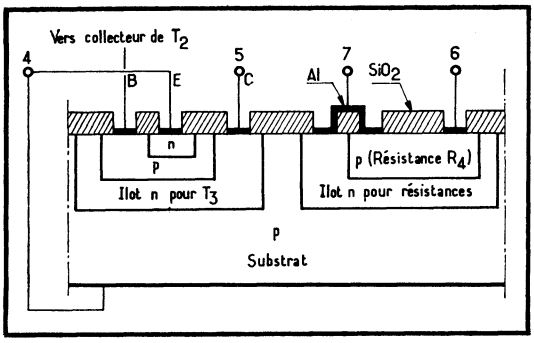


Fig. 2-31. — Coupe du TAA 293 au niveau du transistor T_3 et de la résistance R_3.

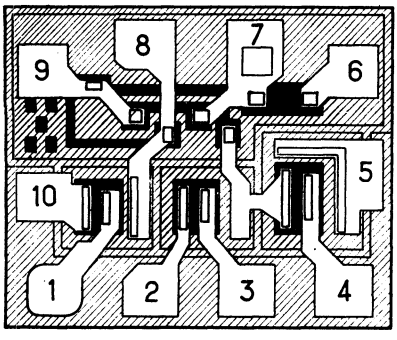


Fig. 2-32. — Topologie de l'amplificateur TAA 293. Les parties les plus claires représentent les connexions en aluminium.

2.5. Diodes

Cinq configurations permettent la réalisation de diodes, à partir des transistors NPN habituels (fig. 2-26). Cependant, la structure la plus couramment adoptée est celle qui correspond au premier de ces schémas, c'est-à-dire où l'émetteur du NPN constitue la cathode de la diode, tandis que la base et le collecteur sont réunis et forment l'anode (fig. 2-27).

2.6. Condensateurs

On aboutit à la réalisation de capacités, soit en utilisant une jonction polarisée en inverse, soit en édifiant un véritable condensateur, dont la couche de dioxyde de silicium est le diélectrique.

Dans le premier cas, illustré par le schéma de la figure 2-28, on conçoit que l'on soit très vite limité en capacité. Dans le second cas (fig. 2-29), la capacité ne dépend que de la surface occupée, mais celle-ci devient vite prohibitive, et l'on ne dépasse guère 30 pF.

Il serait encore possible d'élaborer un condensateur selon la technique des films minces sur le substrat; pour ce faire, deux couches de métallisation sont réalisées de part et d'autre d'une couche d'oxyde.

Sauf exceptions, on verra par la suite que les schémas de circuits intégrés linéaires tendent à ignorer les condensateurs.

2.7. Inductances

A plus forte raison évite-t-on d'avoir à intégrer des inductances. Ce n'est que tout à fait exceptionnellement, et en très hautes fréquences, que l'on trouvera des lignes accordées jouant ce rôle.

2.8. Topologie d'un circuit intégré bipolaire

Pour illustrer ce qui précède, examinons la topologie d'un circuit intégré simple, l'amplificateur TAA 293, lequel se compose de trois transistors et de quatre résistances (fig. 2-30).

Si l'on effectuait une coupe du circuit, au niveau du transistor T_3 et de la résistance R_4, on verrait apparaître approximativement la structure de la figure 2-31.

Vue de dessus, la plaquette du circuit intégré — fortement grossie — à l'allure représentée figure 2-32. Première constatation : ce sont les bornes pour connexions (notées 1 à 10), qui occupent la surface la plus importante!

En bas du dessin se trouvent les trois transistors, et en haut, les quatre résistances. Les connexions, en aluminium, apparaissent en teinte plus claire. Les résistances sont du type à base diffusée. Selon que l'on utilise ou non R_3 et R_4, on applique le potentiel le plus élevé aux points 6, 7 ou 9.

D'autre part, le substrat est relié, de façon permanente, à la connexion 4. Comme les jonctions PN entre les îlots « transistors » et le substrat doivent toujours rester bloquées, — afin de maintenir l'isolement des transistors — la connexion 4 est connectée au potentiel le plus négatif.

On constate qu'une inversion accidentelle des tensions d'alimentation détruit l'isolement entre les composants : toutes les jonctions bloquées deviennent alors conductrices. En conséquence, le courant augmente considérablement, souvent jusqu'à volatiliser les fines connexions qui relient les sorties aux bornes du boîtier du circuit intégré.

2.9. Autres méthodes de fabrication

Dans ce chapitre, on a évoqué la méthode de base de fabrication des circuits intégrés. On notera que d'autres méthodes existent, ou se substitueront à l'avenir à celles que l'on emploie actuellement : l'usinage par plasma, qui remplace les attaques chimiques; l'implantation ionique qui pourrait totalement se substituer à la diffusion gazeuse, le masquage électronique ou en rayons X, pour obtenir une définition supérieure (elle dépend de la longueur de l'onde utilisée), etc., sans omettre les méthodes de conception assistée par ordinateur (CAO).

CHAPITRE 3

LES ÉLÉMENTS UNIPOLAIRES : JFET ET MOS

3.1. Le classement des transistors à effet de champ : JFET et MOS

Les transistors à effet de champ, ou FET *(field effect transistor)* se classent en (fig. 3-1) :

— FET à jonction, ou JFET (fig. 3-2);

— FET à électrode de commande (gate) isolée, appelé MOSFET ou plus communément MOS *(métal-oxyde-semiconducteur)* (fig. 3-3);

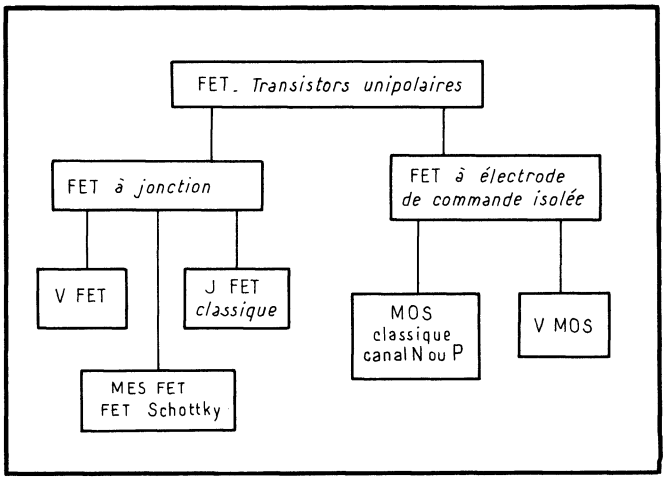


Fig. 3-1. — Le tableau des transistors à effet de champ.

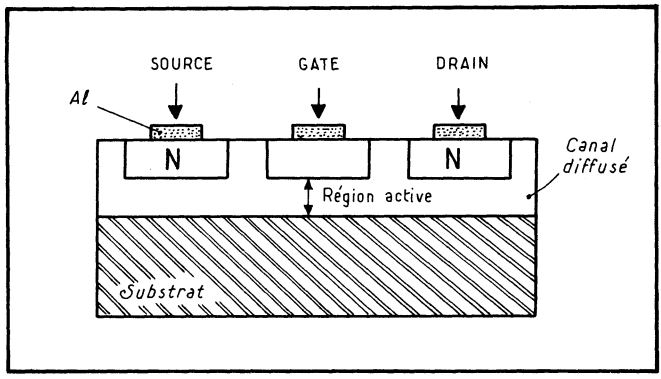


Fig. 3-2. — Structure-type d'un FET à jonction, ou JFET, réalisé selon le procédé Planar.

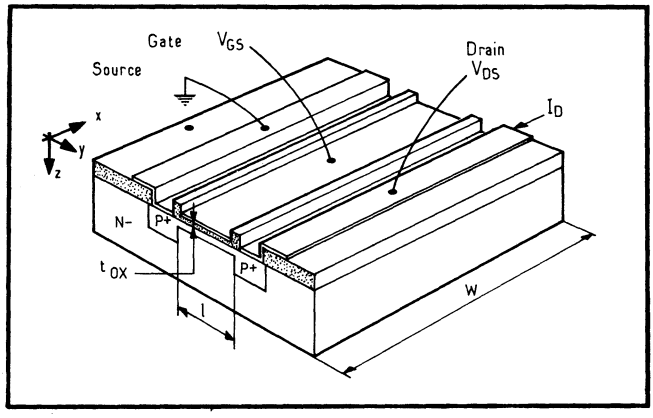


Fig. 3-3. — Vue d'un transistor MOS intégré.

En raison de leur forte impédance d'entrée, les JFET interviennent en linéaire surtout comme étage d'entrée d'amplificateurs opérationnels ou comme commutateurs analogiques. Une de leurs variantes est le FET Schottky, ou MESFET (fig. 3-4).

Les MOS interviennent surtout, eux, en numérique. Bien que le terme de MOS soit désormais sanctifié par l'usage, il est parfois incorrect et on utilisera éventuellement les abréviations de MIS *(métal-isolant-semiconducteur)*, ou même de CIS *(conducteur-isolant-semiconducteur)* dans la mesure où ils sont plus généraux.

3.2. Les divers types de MOS

Dans le MOS, la conduction est obtenue en appliquant un champ électrique entre le gate et le canal sous-jacent. On trouve alors :

— *des MOS à enrichissement*, où l'on attire les porteurs dans le canal pour fermer le circuit drain-canal-source et rendre conducteur le transistor, bloqué en l'absence de tension de commande (fig. 3-5);

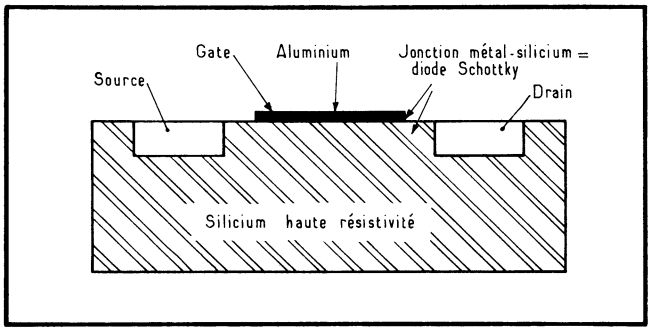


Fig. 3-4. — Le FET à commande Schottky. Ici, le « Mesfet » réalisé dès 1968 par l'équipe de K. E. Drangeid, d'IBM-Zurich. Il peut osciller sur 10GHz

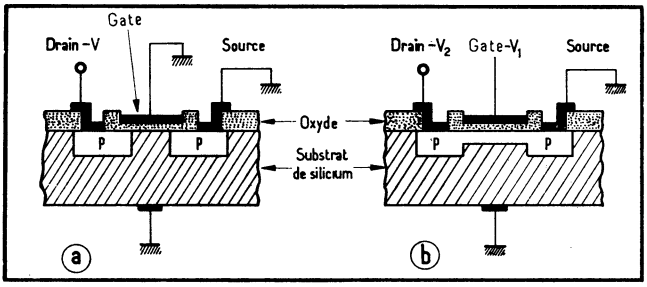


Fig. 3-5. — Sans signal de gate, le PMOS à enrichissement est bloqué (a); avec signal, il est conducteur (b).

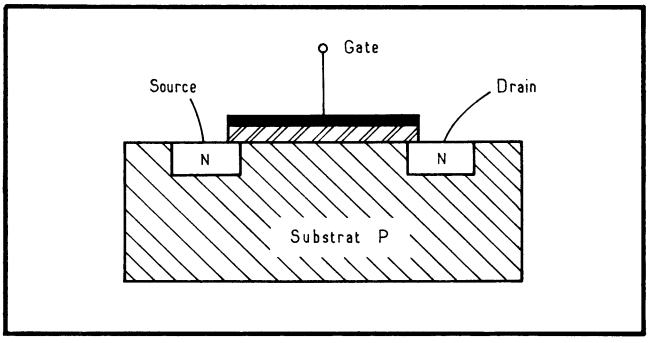


Fig. 3-6. — Le N/MOS est semblable au P/MOS. Seules changent la polarité du substrat et celle des diffusions.

— *des MOS à déplétion* (ou *à appauvrissement*), où l'on chasse les porteurs du canal pour bloquer le transistor, conducteur en l'absence de tension de commande.

De plus, on peut avoir affaire à des *MOS à canal P* (le substrat est du type N) : ce sont les P/MOS; ou *des MOS à canal N* (le substrat est alors du type P) où les porteurs sont des électrons, deux fois plus rapides que les trous P; ce sont le N/MOS (fig. 3-6).

Tout cela est résumé dans la figure 3-7, où l'on trouve les symboles adoptés pour les MOS. Le plus souvent, on les dessine comme le montre la figure 3-8 pour simplifier, quel que soit leur type.

Pour les applications linéaires, il est important de noter que :

— l'électrode de commande étant isolée, le courant qu'elle consomme est excessivement réduit : c'est, en réalité, le seul courant qui charge ou

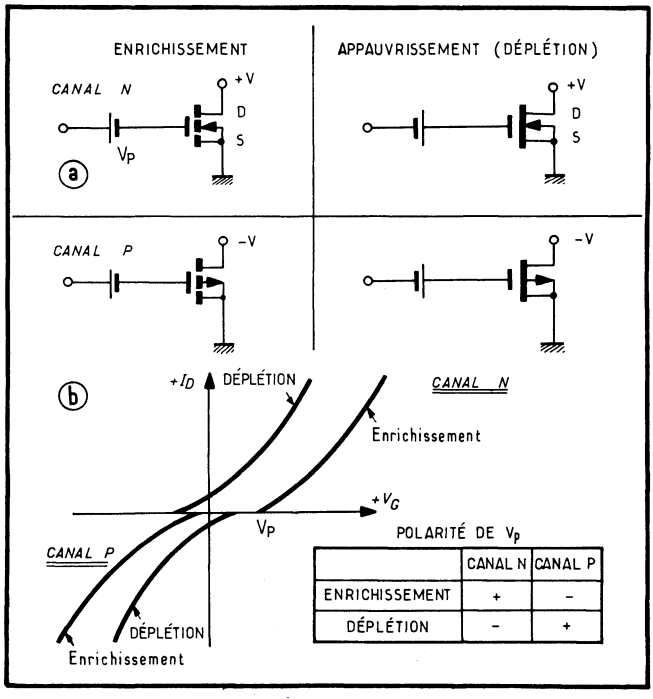


Fig. 3-7. — Polarité de la tension de drain pour les quatre types de MOS (a); courbes caractéristiques (b).

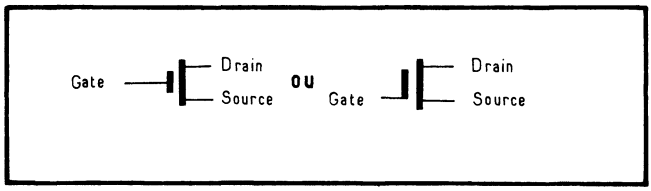


Fig. 3-8. — Représentation symbolique du MOS.

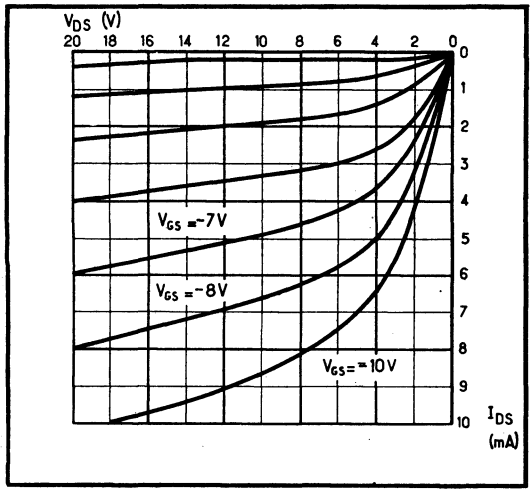


Fig. 3-9. — Caractéristiques typiques du courant en fonction de la tension drain-source d'un MOS pour diverses valeurs de la tension de polarisation de gate.

décharge la capacité que le gate constitue avec le substrat. Donc, si le signal ne change pas, la consommation est pratiquement nulle; cette *capacité de structure* peut même jouer un rôle de condensateur-mémoire. L'impédance d'entrée est supérieure à 10^{10} Ω;

— lors de la conduction, le courant traverse un circuit fermé source-canal-drain de même type, P ou N. La chute de tension est très faible, inférieure à la tension de déchet de transistors bipolaires puisqu'elle peut être réduite à quelques millivolts (contre quelques centaines pour les bipolaires).

3.3. Quelques caractéristiques

3.3.1. LA TENSION DE SEUIL

Notons que, en principe, les zones de drain et de source peuvent être interverties, l'élément étant bidirectionnel. Cependant, par convention, on désigne par source la région P la moins négative, laquelle se trouve reliée au même potentiel que le substrat.

La polarisation négative appliquée au gate a pour objet de repousser les électrons superficiels du substrat, juste en dessous de la métallisation de gate, et d'attirer les porteurs positifs, donc d' « enrichir » cette région en « trous », afin d'y créer un « canal » P. Une tension minimale négative de seuil V_{TH} est donc nécessaire pour obtenir ce résultat.

Un réseau typique de courbes donnant le courant drain-source (I_{DS}) en fonction de la tension drain-source (V_{DS}) d'un MOS a été tracé figure 3-9 pour différentes tensions gate-source (V_{GS}).

Linéaires pour de faibles courants, ces courbes marquent une très nette tendance à la saturation lorsque V_{DS} augmente. Pratiquement, pour qu'un canal existe, il faut que :

$$|V_{GS} - V_{TH}| = |V_{DS}|$$

en valeurs absolues, en supposant que les polarités correctes sont respectées.

La saturation se manifeste pour :

$$|V_{GS} - V_{TH}| \leqslant |V_{DS}|$$

et le courant I_{DS} est alors relativement indépendant de la tension V_{DS}.

Dans la région linéaire, on a :

$$|V_{GS} - V_{TH}| \geqslant |V_{DS}|$$

3.3.2. LE MOS EN RÉSISTANCE DE CHARGE

Le MOS peut servir de résistance de charge. Cependant, il convient de distinguer deux modes de fonctionnement.

Régime saturé

Soit le schéma de la figure 3-10 qui représente un MOS avec, en série, une impédance de charge constituée par un second MOS. Si l'on appelle V_{GG} la tension

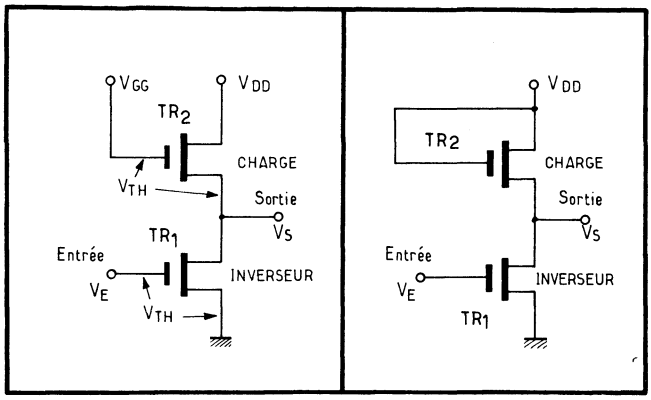


Fig. 3-10. — (à gauche) La résistance de charge du premier transistor (TR_1) est ici constituée par un second MOS (TR_2).

Fig. 3-11. — (à droite) On obtient un fonctionnement du MOS de charge en régime saturé en reliant le gate au drain.

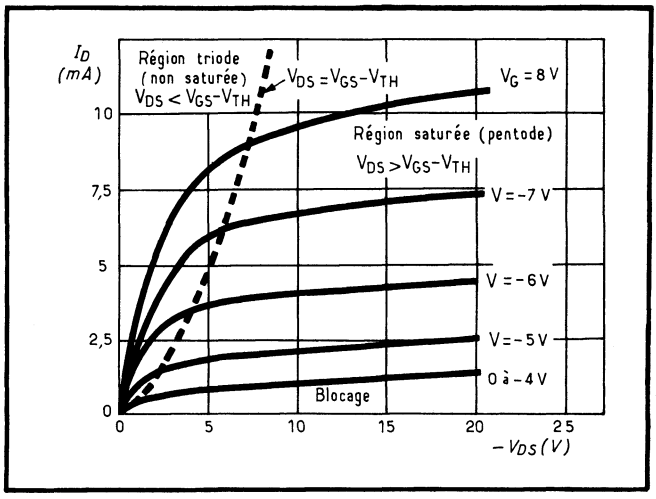


Fig. 3-12. — Caractéristiques V_{DS}, I_{DS}, en fonction de la tension V_{GS}.

appliquée au gate de TR_2, les conditions de saturation sont :

$$|V_{GG} - V_{TH}| \leqslant |V_{DS}|$$

La méthode la plus simple, pour aboutir à ce résultat consiste à relier le gate de TR_2 à la tension négative d'alimentation V_{DD} (fig. 3-11). A ce moment, en effet, $V_{GG} = V_{DD}$ et $V_{GS} = V_{DS}$.

Supposons alors que le courant de saturation de TR_1 soit largement supérieur à celui de TR_2, et plaçons-nous dans les conditions extrêmes.

Si TR_1 est saturé, la tension de sortie est proche de la masse. Au contraire, si TR_1 est bloqué, son faible courant de fuite traverse également TR_2, produisant une chute de tension égale à V_{TH}. Ainsi, si $V_{DD} = 20$ V et si $V_{TH} = -5$ V, la tension de sortie est de -15 V.

Régime non saturé

La condition de non-saturation s'écrit :

$$|V_{GG} - V_{TH}| \geqslant |V_{DS}|$$

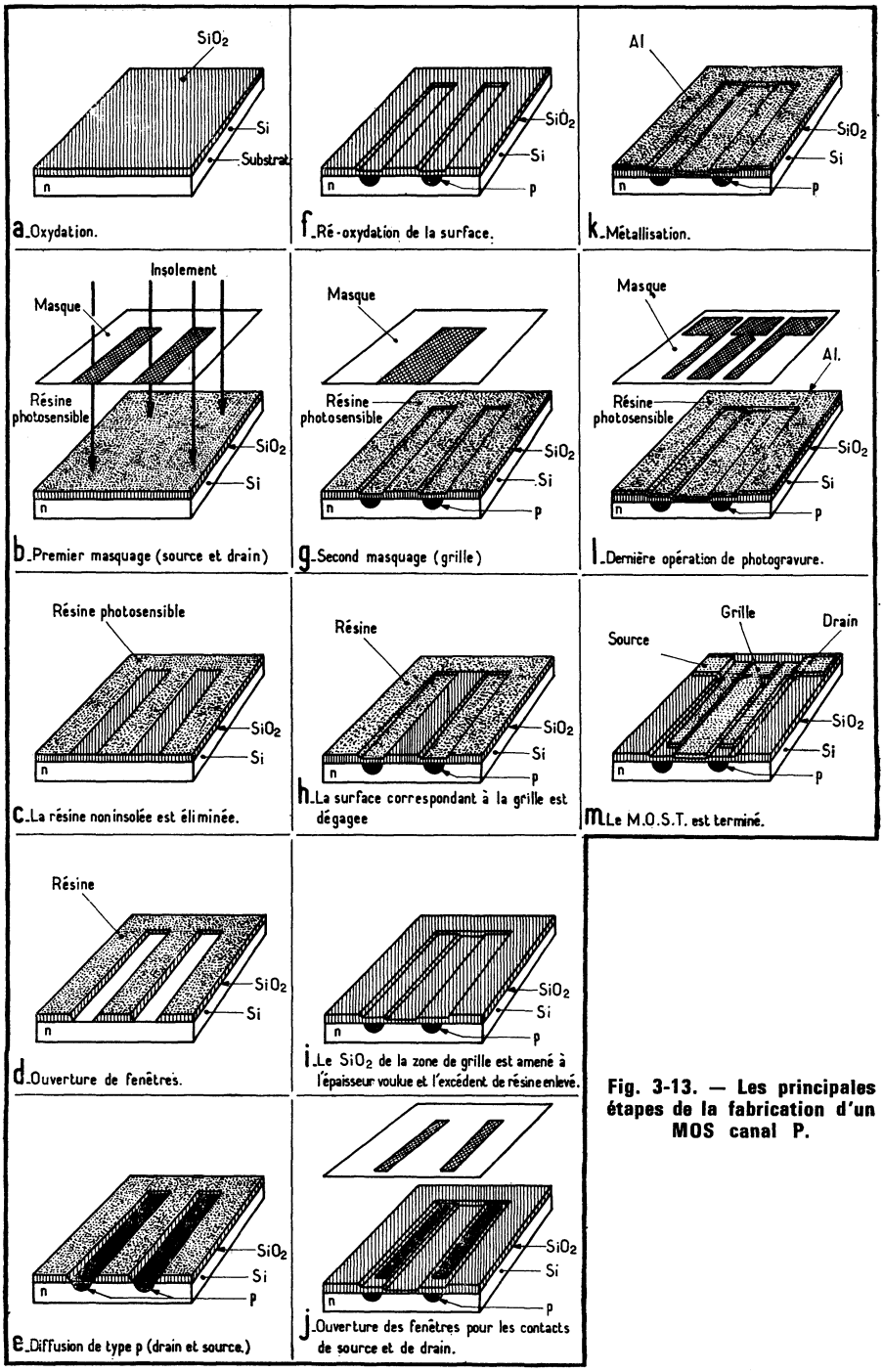


Fig. 3-13. — Les principales étapes de la fabrication d'un MOS canal P.

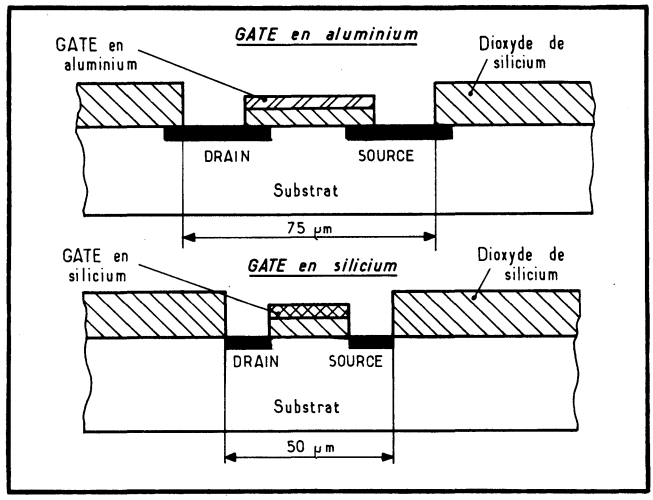


Fig. 3-14. — Le MOS à gate en silicium, comparé au MOS fondamental à gate en aluminium. Avec le gate en silicium, les électrodes sont auto-alignées, car c'est le gate qui délimite les zones de diffusion de drain et de source.

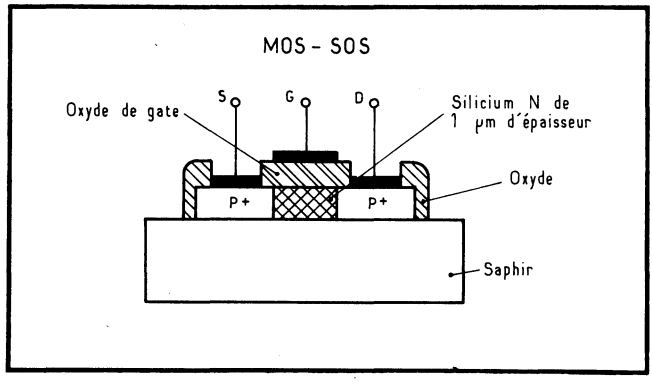


Fig. 3-15. — Le MOS/SOS. Il est réalisé sur un substrat isolant, du saphir, d'où son nom de SOS (silicon on sapphire = silicium sur saphir).

et s'obtient en appliquant au gate de TR_1 une tension plus négative que V_{DS} d'une quantité égale ou supérieure à V_{TH}.

Si, à ce moment, TR_1 est bloqué, on trouve pratiquement V_{DD} à la sortie. En revanche, si TR_1 est passant, la sortie est approximativement au niveau de la masse. En effet, la chute de tension drain-source d'un MOS non saturé est très faible.

Résultats obtenus

Les courbes de la figure 3-12 montrent comment évoluent les caractéristiques drain-source du courant en fonction de la tension, pour un MOS utilisé en résistance de charge.

Comparons une résistance MOS à une classique résistance diffusée, quant à la surface occupée : une résistance MOS de 100 kΩ exigera une surface de substrat de 0,06 mm², par exemple; la résistance diffusée équivalente (100 kΩ), se déroulera sur une longueur de multiples carrés en série, pour une surface égale à environ 16 mm², soit 250 fois plus environ!

3.4. Fabrication des MOS

La fabrication des MOS, si elle obéit aux mêmes principes que celle des bipolaires, est cependant. beaucoup plus simple.

Soit à fabriquer un P/MOS à enrichissement. On part d'un wafer classique (fig. 3-13) qu'on oxyde sur toute la surface. Par photogravure, on ouvre des fenêtres correspondant aux zones de source et de drain et on les dope P. Puis, on ré-oxyde, on dégage les zone de gate et des contacts, et l'on fait croître une couche mince d'oxyde pour le gate. Le 3e masquage libère à nouveau les zones de drain et source, et le 4e précède la métallisation.

On constate donc qu'il n'est plus besoin d'épitaxie, que le nombre de masquages est moindre qu'avec les bipolaires, et qu'on n'a plus besoin de caissons d'isolement : le transistor MOS occupe une surface moindre que celle de son équivalent bipolaire.

Ce MOS fondamental, canal P, à enrichissement, connaît bien des variantes en technologie; sans insister sur ce point, citons ici les principales d'entre elles :

— *MOS au nitrure de silicium :* un sandwich nitrure-oxyde s'insère entre la métallisation de gate et le canal;

— *MOS à gate au silicium :* au lieu d'une métallisation de gate, on utilise du silicium fortement dopé, donc conducteur (fig. 3-14);

— *MOS sur substrat isolant,* ou SOS/MOS (fig. 3-15).

D'autre part, le bombardement ionique semble ici plus intéressant encore qu'avec le bipolaire pour doper le semiconducteur.

3.5. Les MOS complémentaires

Puisqu'il existe des P/MOS et des N/MOS, on peut songer à les unir pour constituer un circuit original (fig. 3-16), équivalent dans son principe aux bipolaires complémentaires PNP-NPN.

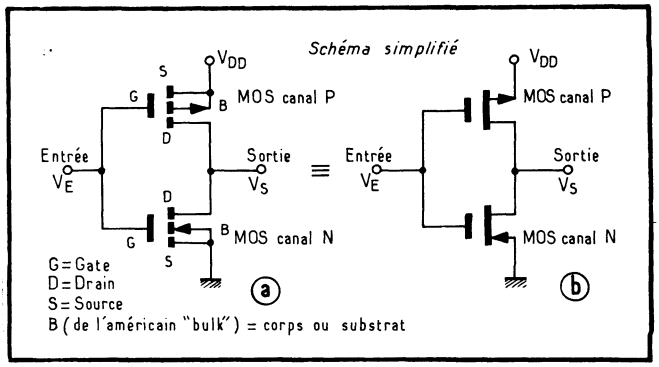


Fig. 3-16. — L'inverseur fondamental en MOS complémentaires : en (a), dessin électrique théorique; en (b), représentation simplifiée.

Cette nouvelle famille est dénommée à MOS complémentaires, d'où le sigle C/MOS, ou encore COS/MOS pour *RCA*, firme qui en a été le créateur.

L'application d'une unique tension aux deux gates bloque un MOS tandis qu'elle rend le second conducteur; la courbe type qui caractérise un tel étage est représentée figure 3-17. Ce n'est donc à nouveau que lorsque la tension d'entrée varie qu'un courant d'entrée est consommé.

Dans le cas d'une commutation pure et simple d'un transistor à l'autre, la consommation d'un élément C/MOS répond à la formule :

$$P \textit{ totale} = P \textit{ statique} + C_L V_{DD}^2 F,$$

où

P *statique* est la puissance consommée à un état stable (en dehors des commutations),
C_L est la capacité qui charge l'étage,
V_{DD} est la tension d'alimentation,
F est la fréquence des commutations.

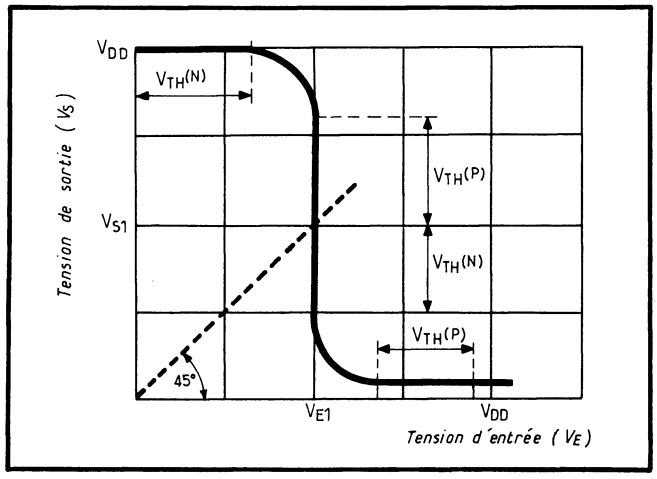


Fig. 3-17. — Courbe de transfert typique d'un inverseur à C/MOS. La tension de seuil V_{TH} est relative aux éléments à canal N (notation : N) ou P (notation : P).

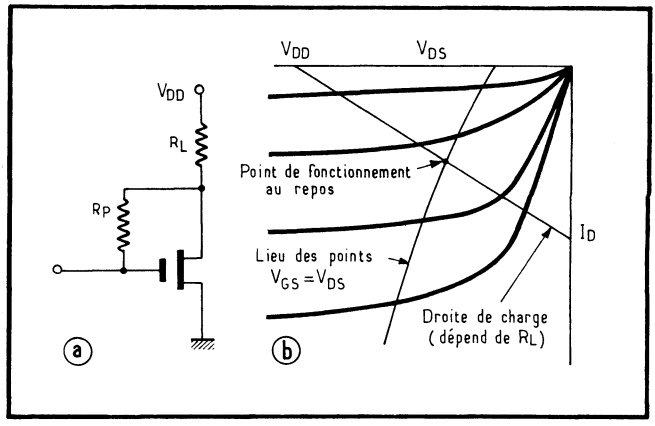


Fig. 3-18. — Principe de la polarisation d'un MOS (a), et établissement de son point de fonctionnement en courant continu (b).

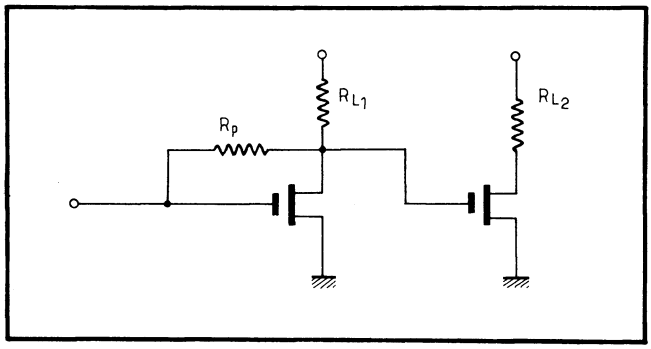


Fig. 3-19. — Couplage de deux MOS.

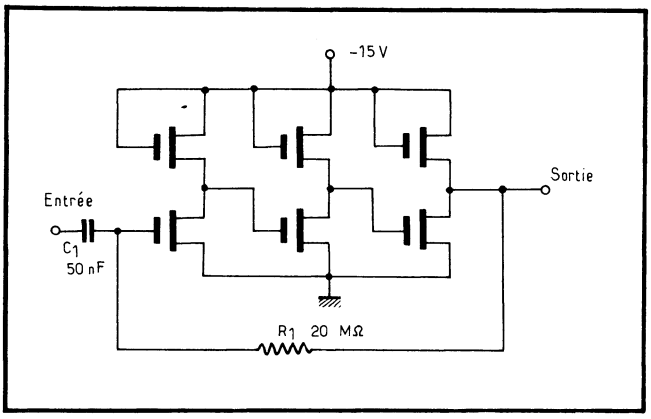


Fig. 3-20. — Réalisation de principe d'un amplificateur intégré B.F. à MOS. La résistance de polarisation R_1, est ici montée en contre-réaction.

Cette consommation est toujours extrêmement faible et, pour un circuit très complexe, se mesurera par quelques milliwatts. Au repos, la consommation ne sera plus que de quelques nanowatts.

3.6. Schémas particuliers aux MOS

3.6.1. POLARISATION

La polarisation d'un MOS peut être assurée en connectant une résistance R_p entre gate et drain (fig. 3-18 *a*).

Quand aucun courant ne parcourt R_p, on constate que $V_{GS} = V_{DS}$, pour les tensions continues. Le point de fonctionnement est alors déterminé sur le réseau des caractéristiques du MOS (fig. 3-18 *b*), à l'intersection de la droite de charge (avec R_L = charge) avec le lieu géométrique des points $V_{GS} = V_{DS}$.

Ce point dépend essentiellement de la valeur de R_L, car R_p n'a aucun effet sur sa situation, même si la valeur de R_p est énorme : 100 MΩ ou plus (valeur encore faible comparée à la résistance d'entrée du transistor). La résistance de charge R_L peut être constituée par un second MOS.

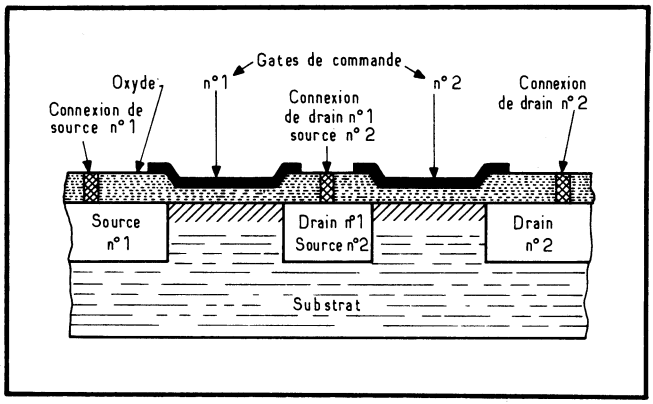
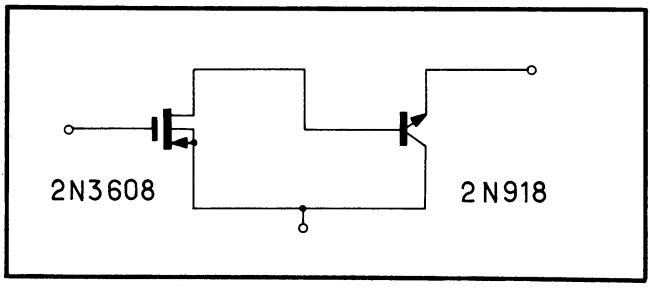


Fig. 3-21. — Réalisation, sur un même substrat, de deux MOS en série

Fig. 3-22. — Pour accroître la pente résultante, on peut associer un transistor bipolaire à un MOS.



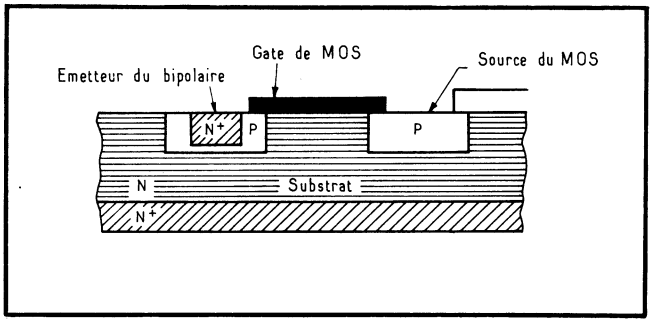


Fig. 3-23. — Structure de la paire MOS-bipolaire.

3.6.2. COUPLAGE DES MOS

En les polarisant comme il vient d'être décrit, il est aisé de coupler deux MOS entre eux (fig. 3-19), directement.

Dans le cas d'un ensemble plus complexe, la résistance de polarisation peut même être montée en contre-réaction, entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur à basse fréquence, par exemple (fig. 3-20).

3.6.3. MISE EN SÉRIE

La mise en série de plusieurs transistors MOS ne soulève aucune difficulté (fig. 3-21). En effet, le drain de l'un constitue la source de l'autre.

3.6.4. MOS SUIVI D'UN ÉMETTEUR-SUIVEUR

Pour accroître la transconductance (pente) du MOS, on lui adjoint parfois un transistor bipolaire monté en émetteur-suiveur, comme le montre la figure 3-22.

En conséquence, la pente du MOS est multipliée par le gain en courant H_{FE} du bipolaire : si la pente est de 1 000 micromhos et le gain de 100, la pente résultante sera de 0,1 mho.

Physiquement, on bénéficie de l'identité des concentrations relatives des diffusions P du MOS et de base du bipolaire, et la structure résultante est celle de la figure 3-23.

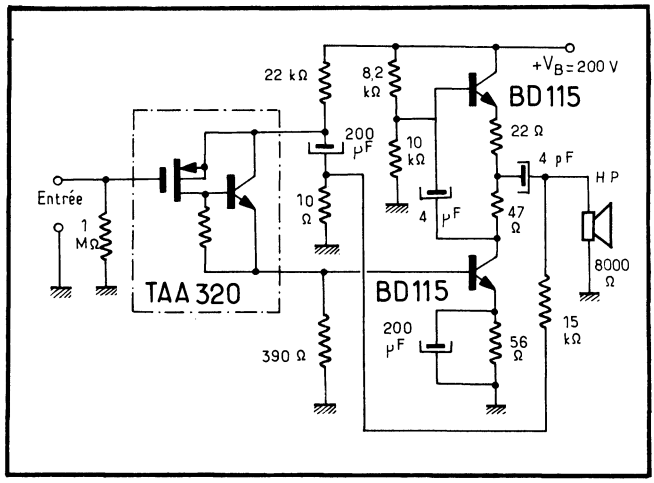


Fig. 3-24. — Amplificateur 4 W à préamplificateur intégré, TAA 320 RTC-La Radiotechnique-Compelec.

Un CI de ce type a été réalisé par *RTC-La Radiotechnique-Compelec* sous l'appellation TAA 320. Il est représenté figure 3-24 dans un montage où, utilisé en préamplificateur AF attaqué par la tête de lecture piézo-électrique d'une table tourne-disques, il est suivi par une paire quasi complémentaire de transistors NPN type BD 115 fournissant 4 W à un haut-parleur.

3.6.5. CAS DES C/MOS

Avec les MOS complémentaires, la polarisation d'un étage s'effectue de la même façon (fig. 3-25).

Bien que les applications des MOS en général restent très restreintes en linéaire, on verra qu'elles pourraient fort bien se développer très rapidement, en particulier grâce aux C/MOS.

3.7. Les VMOS

Les VMOS constituent une variante technologique des MOS. Dans les circuits intégrés MOS classiques, les transistors sont parallèles à la surface du substrat, la circulation du courant ayant lieu horizontalement. A l'inverse, le VMOS est un

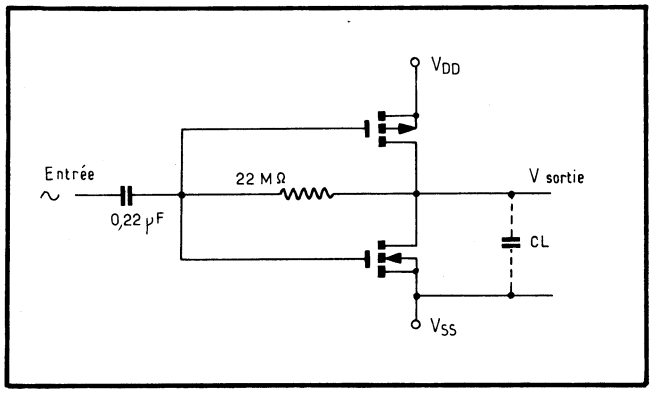


Fig. 3-25. — Polarisation d'un étage COS/MOS utilisé en linéaire.

transistor *vertical*, d'où son sigle, qui permet : 1) soit une réduction importante des dimensions en surface; 2) soit un accroissement considérable des performances.

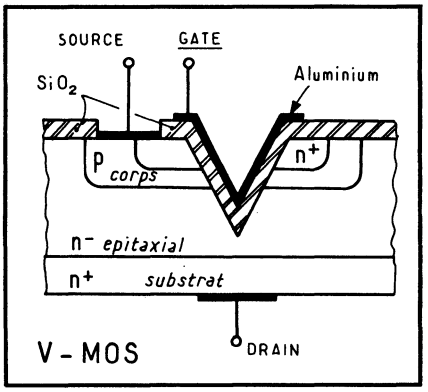
Les premiers VMOS, en composants discrets, ont été commercialisés en 1977 par *Siliconix avec des puissances atteignant 60 watts*. La société *AMI* a ensuite réalisé les premiers circuits intégrés VMOS, des mémoires, en 1977-1978.

La structure d'un VMOS est dessinée figure 3-26. La longueur active du canal se situe dans la couche du substrat noté corps, sa longueur réelle se prolongeant dans la couche N épitaxiale. Le courant traverse toute l'épaisseur du substrat, ce qui permet l'accroissement de son intensité sans accroissement de densité, le canal courant le long d'un tronc de cône.

Grâce à cette technologie, les MOS gagnent une caractéristique qui leur faisait défaut avec les autres, la puissance. Celle-ci n'était cependant exploitée, à la publication de ce livre, qu'avec des composants discrets.

3.8. BIFET et BIMOS

Le mélange des technologies bipolaires et unipolaires a mené à des circuits qui, dès qu'il s'est agi d'amplificateurs opérationnels très performants, ont pris pour nom :



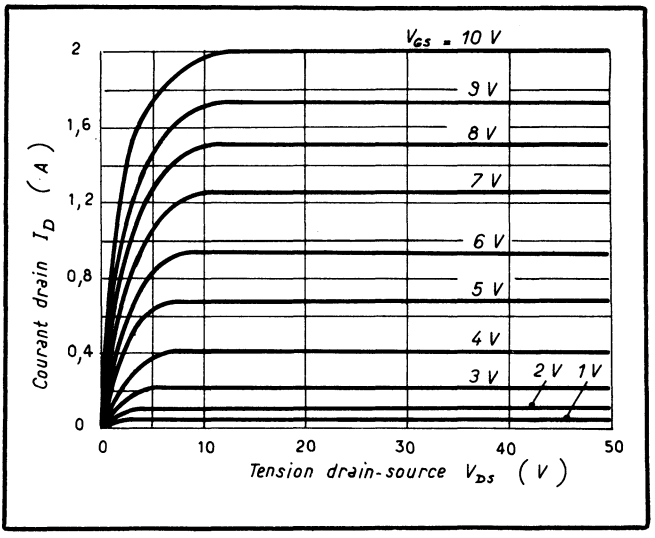


Fig. 3-26. — (ci-contre) Coupe d'un VMOS et (ci-dessous) courbes caractéristiques.

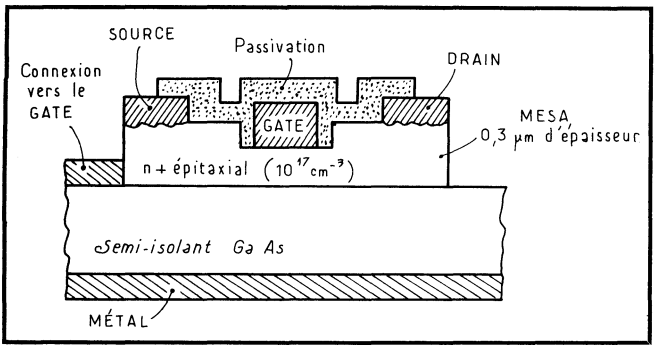


Fig. 3-27. — Structure d'un MESFET sur arséniure de gallium.

- BIFET pour un mariage BIpolaire et FET à jonction;
- BIMOS pour l'association BIpolaire et MOS.

Ce thème sera illustré lors de l'étude des amplificateurs opérationnels.

3.9. Emploi de AsGa

Une voie prometteuse, qui mène vers les très hautes fréquences, réside dans l'utilisation de l'arséniure de gallium (AsGa) comme substrat au lieu de silicium. La figure 3-27 montre la structure d'un MESFET sur AsGa, due à *Hewlett-Packard :* ce transistor discret fournit 1 W à 10 GHz avec un bruit de 3,5 dB, valeurs typiques en 1978. C'est qu'en effet, la mobilité des électrons est bien supérieure avec l'AsGa.

De telles structures pourraient se prêter à l'intégration pour des applications hyperfréquences : télécommunications, télédétection, etc.

CHAPITRE 4

AUTRES TECHNOLOGIES : I2L, CDI ET CCD L'ISOLEMENT DES COMPOSANTS

La technologie bipolaire décrite au chapitre 2 est la plus classique et s'applique en réalité à l'ensemble des circuits intégrés linéaires actuellement produits. Il faut cependant noter que :

— d'autres technologies bipolaires sont en train de se manifester, et leur intérêt est grand : la I^2L et la CDI en particulier;

— pour accroître les fréquences de travail, on a transposé en linéaire une technologie logique, la ECL, qui permet d'atteindre le gigahertz;

— une autre formule permettant d'accéder à des fréquences élevées pourrait se développer : la bipolaire Schottky, déjà largement appliquée au numérique mais suggérée par *Texas* pour le linéaire;

— de meilleures performances sont obtenues si l'on adopte des procédés d'isolement intercomposants autres que la création de jonctions polarisées en inverse : isolement semi ou totalement diélectrique, utilisation d'un substrat isolant selon la technologie SOS déjà adoptée avec les MOS, etc.;

— enfin de toutes nouvelles technologies fondées sur le transport de charges dans le silicium, les CCD et BBD, s'appliquent au traitement de grandeurs analogiques et vont également faire l'objet de ce chapitre.

4.1. Les circuits à injection (I^2L)

La technologie *intégrée à injection* (I^2L pour *integrated injection logic*) a été étudiée par *Philips*, en Hollande, pour les applications à la logique, et par *IBM* sous le nom de MTL, pour *merged transistor logic*, soit « logique à transistors

mêlés ». Il s'agit en fait d'une technologie qui permet le mariage, sur une même puce, du numérique bipolaire et du linéaire.

La structure de la porte I^2L est donnée figure 4-1 avec sa coupe dans le silicium. Le transistor PNP latéral partage deux de ses électrodes avec NPN : la base du premier est l'émetteur du second alors que le collecteur du PNP est la base du NPN (d'où le nom de *transistors mêlés* qu'a attribué *IBM* à cette logique). Le courant d'alimentation est « injecté » dans cette cellule via le PNP, le NPN servant, lui, de transistor actif et disposant de plusieurs collecteurs afin d'attaquer à sa sortie des circuits en parallèle.

Dans le cas d'un mixage avec du linéaire, les collecteurs dopés au phosphore sont réalisés en même temps que les émetteurs des transistors bipolaires normaux (fig. 4-2).

La densité d'intégration des circuits I^2L peut atteindre de 200 à 1 000 portes par millimètre carré de silicium.

On s'aperçoit alors que, pour un transistor fondamental, par exemple l'un des NPN de la figure, le produit temps de réponse (ou temps de propagation du

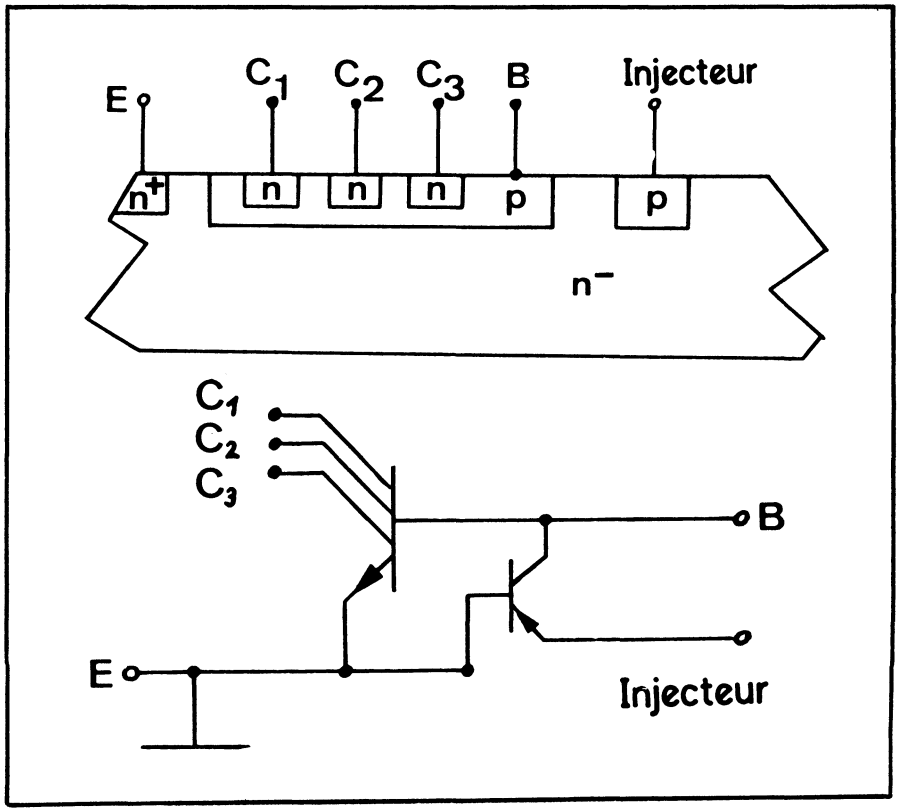


Fig. 4-1. — Structure et coupe de la porte I2L : elle comprend deux transistors, un NPN « actif » et un PNP servant à l' « injection » du courant utile à son fonctionnement. Le PNP est parfois représenté, dans certains schémas, par une diode équivalente.

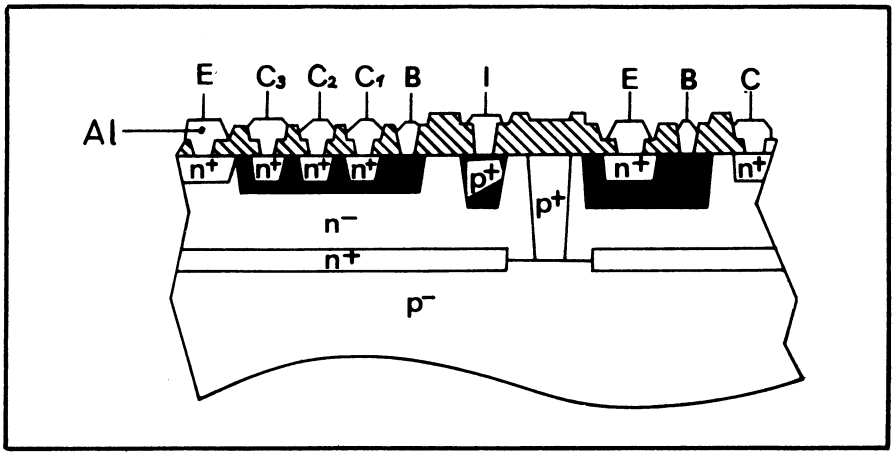


Fig. 4-2. — Une cellule I2L et un transistor bipolaire classique peuvent être fabriqués simultanément sur une même puce de silicium. Cette structure-type a été retenue par ITT-Intermetall, par exemple, pour réaliser des circuits associant le numérique (I2L) et l'analogique, en bipolaire classique.

signal dans la « porte » pour reprendre la terminologie des numériques) par puissance consommée reste constant sur près de 5 décades (fig. 4-3). Le temps de réponse varie donc avec le courant injecté qui, de toute façon, est excessivement faible et peut être dosé par l'unique résistance extérieure qui alimentera si nécessaire plusieurs centaines de transistors I^2L.

Ce produit est lui-même exceptionnel : 1 picojoule (10^{-12} J), qu'on comparera aux 0,2 pJ du neurone. Il résulte du fait que les résistances classiques d'alimentation ont, ici, toutes disparues!

D'autre part, la fabrication du circuit I^2L est très simple et ne requiert que 5 masquages. Elle permet une densité très élevée de composants, jusqu'à plusieurs centaines par millimètre carré; en ce sens, on arrive avec du bipolaire à la densité des MOS.

L'alimentation peut se faire sous une tension extérieure allant de 0,7 V à... plusieurs centaines de volts; le courant consommé par transistor est si faible qu'une calculatrice de poche complète en I^2L ne consomme que 20 mW environ (plus l'affichage). Aussi cette technologie se prête-t-elle admirablement à l'intégration à grande échelle *(LSI = large scale integration)*.

4.2. La technologie CDI

Étudiée tout d'abord par les *Bell Laboratories*, la technologie CDI exigeait, à l'origine (vers 1969) des tensions d'alimentation faibles, de l'ordre de 3 V. La firme britannique *Ferranti* l'a reprise et développée pour permettre son alimentation sous 5 V; de ce fait, cette technologie est non seulement devenue opérationnelle mais encore permet aux circuits intégrés bipolaires de bénéficier des avantages inhérents aux MOS : densité d'intégration accrue et processus de fabrication plus simple, tout en conservant sinon améliorant les performances habituelles aux bipolaires.

La coupe d'une structure CDI est représentée figure 4-4.

Ici, c'est la diffusion de collecteur qui assure simultanément l'isolement des composants, d'où le nom générique de CDI : *collector diffusion isolation.* On conçoit donc déjà que le CDI procure un gain de place occupée.

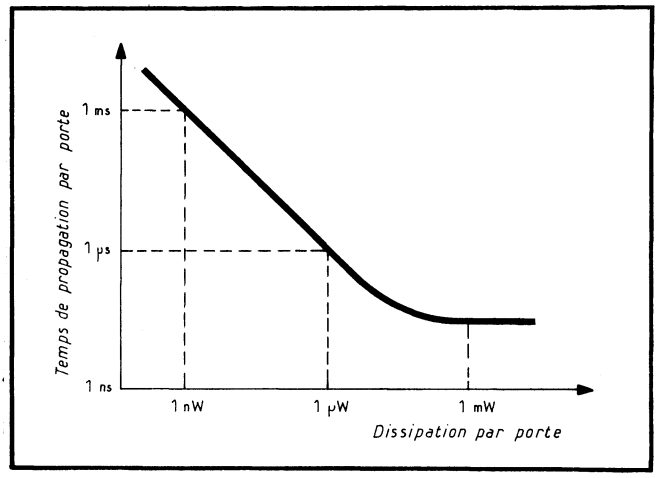


Fig. 4-3. — Relation entre le temps de propagation et la dissipation d'une porte de logique à injection.

A partir de ce transistor, *Ferranti* a ensuite réalisé une « porte » (fig. 4-5) où le transistor de sortie possède un gain inverse de 20 contre 90 en direct (gain en courant), ce qui lui permet, grâce à son émetteur supplémentaire, de ne pas passer à saturation.

Le premier circuit CDI a être proposé par *Ferranti* a été, fin 1973, un récepteur de radio à amplification directe, donc un linéaire (fig. 4-6).

4.3. Les dispositifs à transfert de charges

Les dispositifs à transfert de charges constituent un nouveau et passionnant chapitre de l'électronique sur lequel il convient de s'arrêter un instant, ne serait-ce que parce que ces éléments peuvent travailler en linéaire aussi bien qu'en numérique.

Leur nom générique est CTD : *charge transfer devices*, et ils comprennent essentiellement les CCD et les BBD.

4.3.1. LES CCD

La figure 4-7 représente la coupe d'une chaîne de trois éléments à transfert de charge, tels qu'étudiés aux *Bell Laboratories* sous le nom de CCD (*charge coupled devices :* éléments à couplage de charge) et annoncés par W. S. BOYLE et G. E. SMITH en 1970.

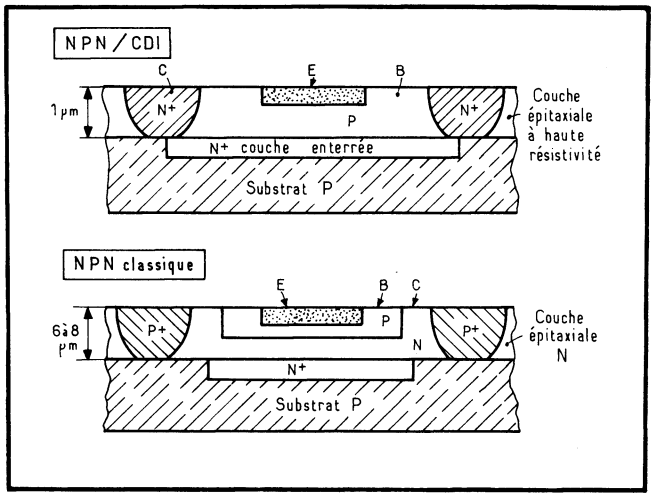


Fig. 4-4. — Le transistor CDI comparé au bipolaire classique.

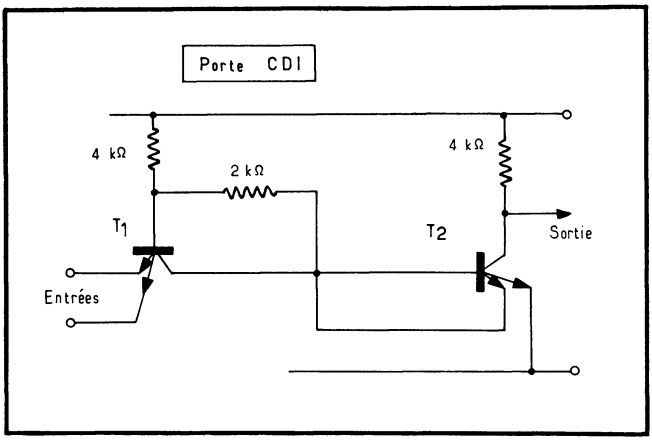


Fig. 4-5. — Structure d'une porte CDI anti-saturation.

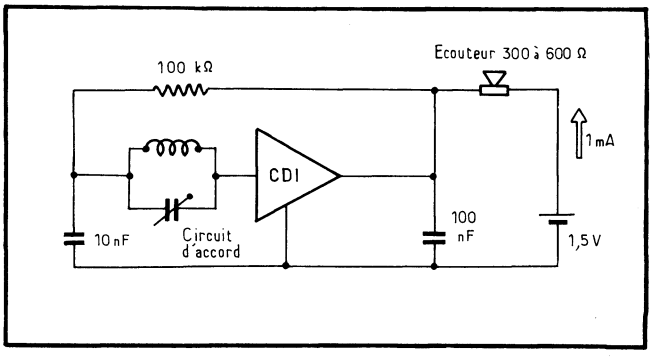


Fig. 4-6. — Le premier circuit CDI : un récepteur radio.

Sur un substrat de silicium de type N est déposée une couche mince de dioxyde sur laquelle apparaissent des électrodes métalliques et leurs connexions. Si les électrodes E_1 et E_3 sont au même potentiel négatif, -5 V par exemple, mais si E_2 est -10 V, des charges positives (les porteurs minoritaires) s'accumulent sous cette dernière électrode. C'est là un principe relevant du fonctionnement des MOS. Ainsi, on a créé un « puits » positif sous E_2.

Appliquons maintenant -15 V à E_3 : la charge positive présente sous E_2 va « tomber » dans le puits créé sous E_3 : la charge sera transférée.

Une commande triphasée permettra le fonctionnement qui vient d'être décrit, donc la réalisation de fonctions « mémoire » et « registre à décalage ».

Ce fonctionnement est du type dynamique; la durée du stockage des porteurs minoritaires est limitée par la création des paires électron-trou par effet thermique et pourrait atteindre la seconde. La vitesse de transfert permet de travailler jusqu'à 20 MHz avec une consommation de 5 μW/bit, et même jusqu'à 1 GHz avec la version la plus évoluée de *Philips*, présentée en 1974 sous le nom de PCCD.

D'autre part, le « point » CCD ou le triplet de base n'exige, lors de la fabrication, ni ouverture de fenêtres dans l'oxyde, ni diffusion ni création de jonction.

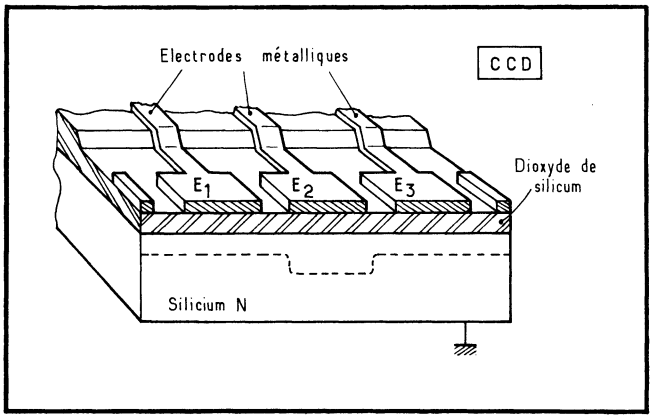


Fig. 4-7. — Structure d'un CCD.

Il en résulte et une économie importante et une surface occupée des plus restreintes puisqu'un bit n'occupe que 1 250 μm^2.

Cependant, ces éléments sont peu aptes à travailler en linéaire. Il faut alors passer aux BBD.

4.3.2. LES BBD

Semblables dans leur principe mais différents dans leur structure, les éléments que F. L. J. SANGSTER et K. TEER, de *Philips*, Eindhoven, annonçaient dès juin 1969 ont reçu le nom d'*éléments à chapelet*, traduction très approximative de l'américain « *bucket brigade devices* », d'où l'abrégé de *BB* ou *BBD*.

En effet, les BB exigent une diffusion supplémentaire qui les apparente grandement aux MOS (fig. 4-8 *a*); cette diffusion P sur un substrat N constituerait des drains et sources de MOS en série, l'électrode métallique en étant le gate et formant capacité avec le substrat. Le schéma électrique équivalent à cette structure est celui

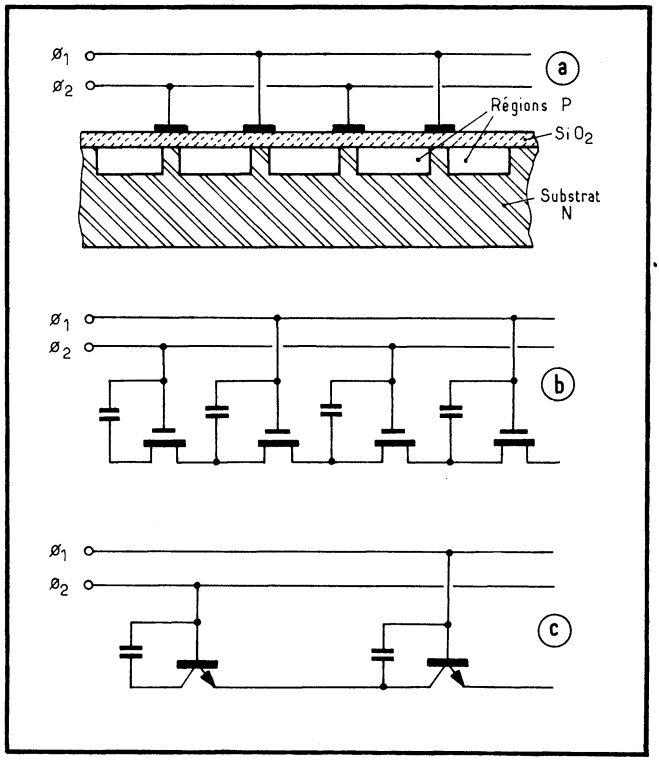


Fig. 4-8. — Les éléments « à chapelet », ou BBD (« bucket brigade devices ») se différencient des CCD par une zone diffusée P (a). Schéma équivalent aux BBD (b). Structure BBD à transistors bipolaires (c).

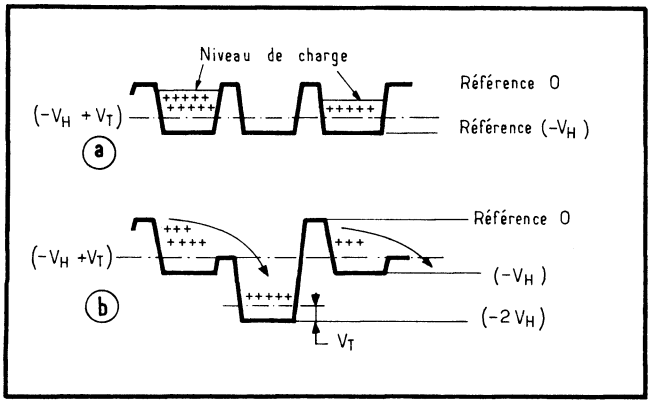


Fig. 4-9. — Les charges (analogiques) positives, accumulées en a, s'écroulent dans le « puits » créé en (b) en doublant le potentiel négatif de référence.

de la figure *b* : ici, deux phases suffisent pour assurer le fonctionnement du système On peut également concevoir ces éléments à chapelet avec des transistors bipolaires. (en *c*).

Si V_H représente le niveau du signal d'horloge et V_T la tension de seuil dans le cas des MOS (le niveau V_H étant négatif par rapport à la masse, fig. 4-9), le niveau de référence sera $-V_H + V_T$, et la charge emmagasinée lui sera superposée. Dans

la courbe en *a*, le second élément ne contient aucune charge; par contre, les premier et troisième sont chargés à des niveaux différents (ce qui confirme leur aptitude à traiter des signaux analogiques). En *b*, la tension d'horloge a été doublée et est passée à $-2\ V_H$: les charges stockées par l'élément précédent vont « s'écrouler » dans le « puits » de l'élément polarisé à $-2\ V_H$. On retrouve ainsi les deux modes de fonctionnement : mémoire et registre.

Les BBD fonctionnent en numérique et en analogique jusqu'à 10 MHz, en consommant 5 μW/bit. Dans 1 mm² de silicium, on peut loger 1 600 bits.

4.3.3. APPLICATIONS

Les applications des éléments à transfert de charge relèvent, tout d'abord, du numérique : *mémoires, lignes à retard, registres à décalage...*

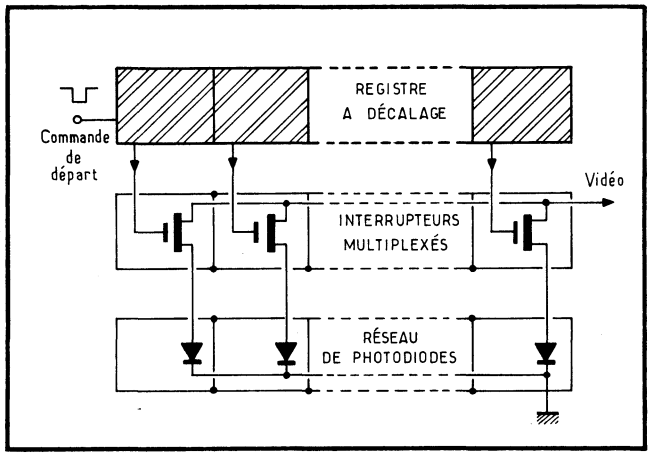


Fig. 4-10. — Dispositif classique d'analyse d'une ligne d'image. Les interrupteurs MOS sont commandés séquentiellement.

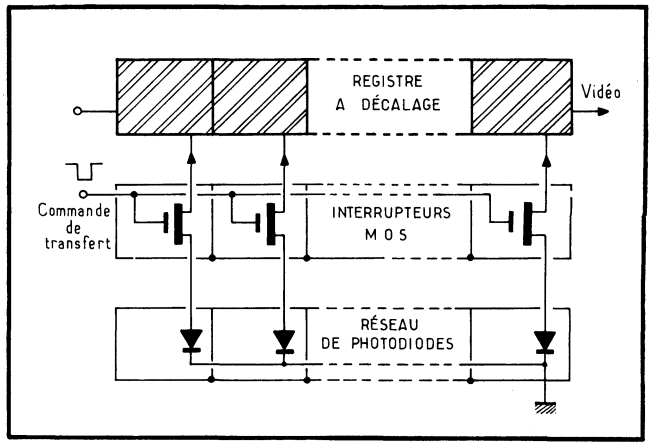


Fig. 4-11. — Principe adopté par Philips pour analyser l'image. Ici, tous les interrupteurs sont commandés simultanément; à ce moment, le défaut de charge des diodes est transféré au circuit à chapelet.

Mais ces applications sont également très prometteuses en analogique, où elles ont déjà donné lieu à des réalisations commerciales dont certaines spectaculaires : *lignes à retard analogiques pour TV* (où elles remplaceraient les lignes à ultrasons), ou *en audio* (sonorisation, télécommunications, secret de la parole...),

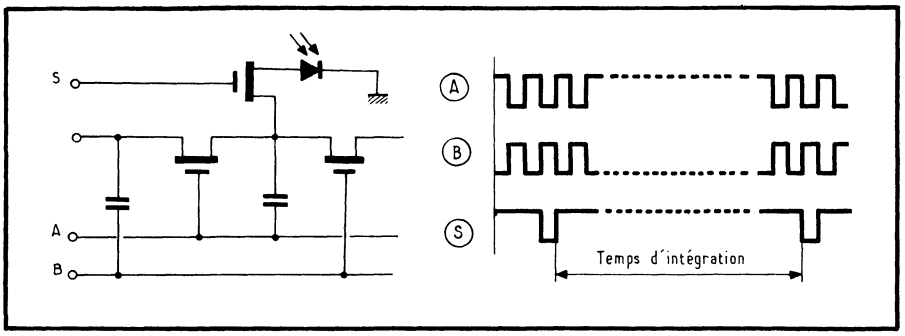


Fig. 4-12.— Schéma détaillé d'un élément BBD. La photodiode, polarisée en inverse, perd sa charge entre deux interrogations. Cette perte de charge est transférée, via le MOS interrupteur, au réseau BBD proprement dit.

conversion de l'échelle des temps..., la plus prometteuse étant probablement celle qui met en jeu la photosensibilité du silicium.

En effet, le silicium exposé à la lumière traduit l'image lumineuse reçue en charges électriques. Celles-ci sont stockées dans les réseaux d'éléments à transfert de charge, puis transférées comme expliqué ci-dessus, mais selon les règles d'une analyse genre télévision. Ainsi est né un nouveau type de caméra de prise de vues, dont le premier réseau de 32 × 44 éléments BB était réalisé en 1972 par *RCA ;* déjà, cette firme a construit pour l'aviation une caméra complète sur ces bases.

Ainsi, les CTD ouvrent-ils réellement un nouveau chapitre de la microélectronique. Pour illustrer ce point, examinons ici le concept nouveau d'analyse linéaire d'images TV que propose *Philips.*

L'analyse d'image TV à auto-balayage

La structure habituellement retenue pour assurer l'analyse d'une image sur une ligne est celle représentée par la figure 4-10. Les photodiodes, polarisées en inverse et préalablement chargées à un niveau de référence, se déchargent sous l'effet de la lumière incidente entre deux interrogations successives. Elles sont « interrogées » séquentiellement via un réseau de MOS commutateurs, lui-même commandé par un registre à décalage, et c'est leur courant de recharge qui témoigne du niveau d'éclairement qu'elles ont reçu.

Une autre formule consiste à fournir simultanément la quantité de porteurs nécessaires à toutes les diodes pour les recharger, toujours via des commutateurs MOS, commandés, cette fois, simultanément (fig. 4-11). C'est à une chaîne de BBD que sera, en quelque sorte, transféré l'état de décharge des diodes qui témoigne de leur éclairement. Cet état sera ensuite véhiculé le long du chapelet à la fréquence même où l'on a besoin d'analyser l'image.

Dans ce dernier cas, le BBD sert donc de mémoire tampon, et le schéma de la figure 4-12 a été retenu pour l'application de ce principe. Il résulte des travaux poursuivis par H. HEYNS, aux laboratoires de Eindhoven.

Le réseau de photodiodes intègre la lumière incidente et le déficit de leur charge est transféré au circuit à chapelet, lors de la recharge des diodes.

Celle-ci s'effectue sur commande simultanée des MOS interrupteurs. Ainsi, la totalité du temps utile est pratiquement utilisée par les diodes pour intégrer la lumière.

Ainsi entrevoit-on les dispositifs d'analyse d'image de l'avenir. Il faudrait encore, pour cela, passer à des réseaux en deux dimensions et la difficulté reste d'ordre technologique : une image de type télévision exigerait l'intégration de près d'un million de bits qui occuperaient une surface pouvant excéder 1 000 mm² sur le silicium!

4.3.4. LES CIRCUITS A INJECTION DE CHARGES

Quelque peu différent dans son principe est le circuit à injection de charge qui vise un objectif semblable : le réseau intégré pour caméra « à l'état solide ».

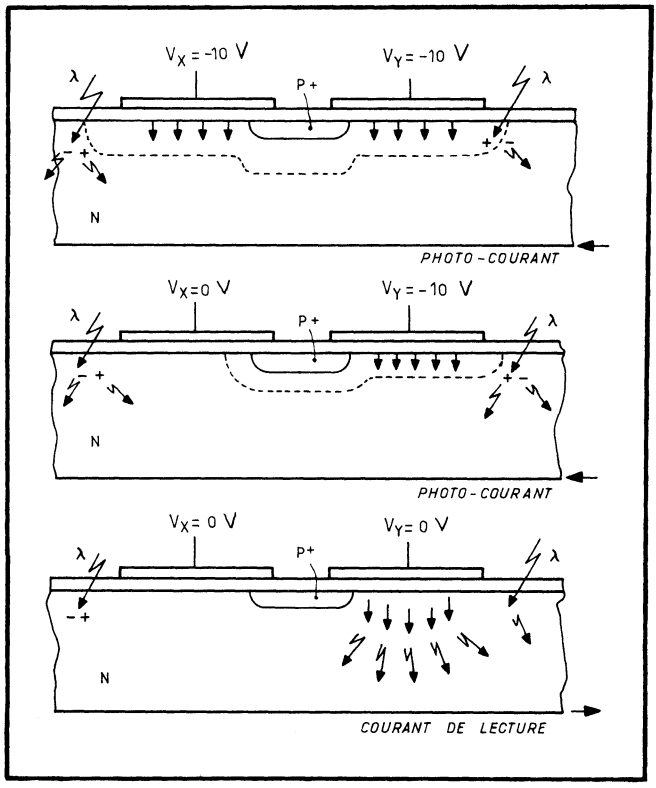


Fig. 4-13. — Deux condensateurs MOS reliés par une diffusion P constituent le point sensible fondamental du système à injection de charges de GE.

Il a été proposé par MM. G. J. MICHON et H. K. BURKE, de *General Electric*, à la *Conférence internationale sur les circuits à l'état solide* qui s'est tenue, le 15 février 1973, à Philadelphie, en réseaux intégrés de 32 colonnes et 32 rangées en 1972, puis en réseau de 100 colonnes par 100 rangées (soit 10 000 points) présenté, lui, en fonctionnement au *Salon des Composants* 1973.

L'âme de la caméra est constituée par un total de 10 000 paires de condensateurs de type MOS distribués en un réseau de 100 rangées par 100 colonnes sur une puce de silicium.

L'image lumineuse qui frappe ce réseau provoque, sous l'impact des photons, la naissance de paires électron-trou. Les charges minoritaires sont alors récupérées dans la zone d'inversion située à l'interface silicium à oxyde de silicium, sous l'électrode du condensateur MOS intéressé (fig. 4-13).

La lecture, elle, s'effectue non pas par déplacement de charges selon un principe d'auto-balayage, mais en injectant dans le substrat ces charges. On mesure alors tout simplement le courant de substrat qui en résulte et qui témoigne de l'éclairement reçu.

Le balayage ne s'effectue donc plus comme dans les dispositifs à transfert de charge mais exige un réseau spécial de commande qui scrute chaque point séparément. Le circuit intégré résultant semble plus complexe mais, selon ses promoteurs, il offrirait deux avantages décisifs sur les CCD :

— il est plus facile à produire industriellement;

— un défaut sur un point du réseau met hors service ce seul point et non plus toute la ligne des éléments en cause. Le point affecté procurera une tache noire, tout simplement, lors de la visualisation.

Le rapport signal sur bruit du dispositif à injection de charge est suffisant pour permettre la reproduction de 10 valeurs différentes de gris. La sensibilité permet la prise de vues à l'éclairage ambiant, comme nous avons pu en juger. Elle s'effectuait d'ailleurs à la cadence normale de 25 images par seconde.

Le réseau à injection de charge (le « *CID* », de *charge-injected device*) dans sa structure à 32 × 32 points d'analyse, mesure moins de 1 cm^2 (80 mm^2 environ).

4.4. Les méthodes améliorées d'isolement inter-composants

Outre de nouvelles familles, ont été proposées, pour améliorer les performances des CI, des méthodes plus évoluées d'isolement inter-composants. Elles visent :

— à améliorer les performances générales des CI en éliminant les éléments parasites et les courants de fuite;

— à accroître la densité d'intégration.

Bien qu'extrêmement efficaces, ces méthodes ne se sont pas généralisées car elles exigent des opérations supplémentaires qui alourdissent les prix de revient.

On distingue :

— les procédés de *semi-isolement diélectrique;*

— les procédés d'*isolement diélectrique total;*

— l'utilisation d'un *substrat isolant* (évoqué à propos des MOS); on remplace le silicium du substrat par du saphir isolant.

4.4.1. LE SEMI-ISOLEMENT DIÉLECTRIQUE

Avec le semi-isolement diélectrique, on remplace les caissons par des murs de dioxyde de silicium. Cette formule qui existe en de nombreuses variantes s'appelle

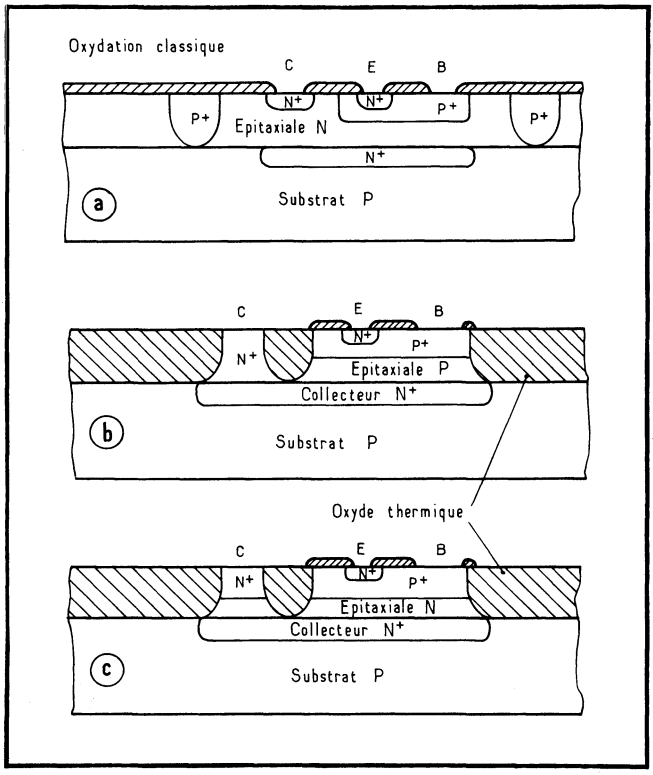


Fig. 4-14. — Structures comparées : d'un transistor classique intégré (a); d'un Isoplanar à double diffusion (b); d'un Isoplanar épitaxial (c).

Isoplanar chez *Fairchild*, LOCOS et LOCMOS chez *RTC*, Vip chez *Motorola*, Polyplanar chez *Harris*... Ses avantages sont les suivants :

— la densité d'intégration des transistors bipolaires s'accroît;
— les rendements s'améliorent;
— la fiabilité est également bien supérieure.

Nous la définissons cependant ici comme un semi-isolement diélectrique car le « fond » des transistors reste en contact avec le substrat semiconducteur, alors qu'avec l'isolement entièrement diélectrique, de type « Epic », chaque transistor est élaboré dans une cuvette diélectrique.

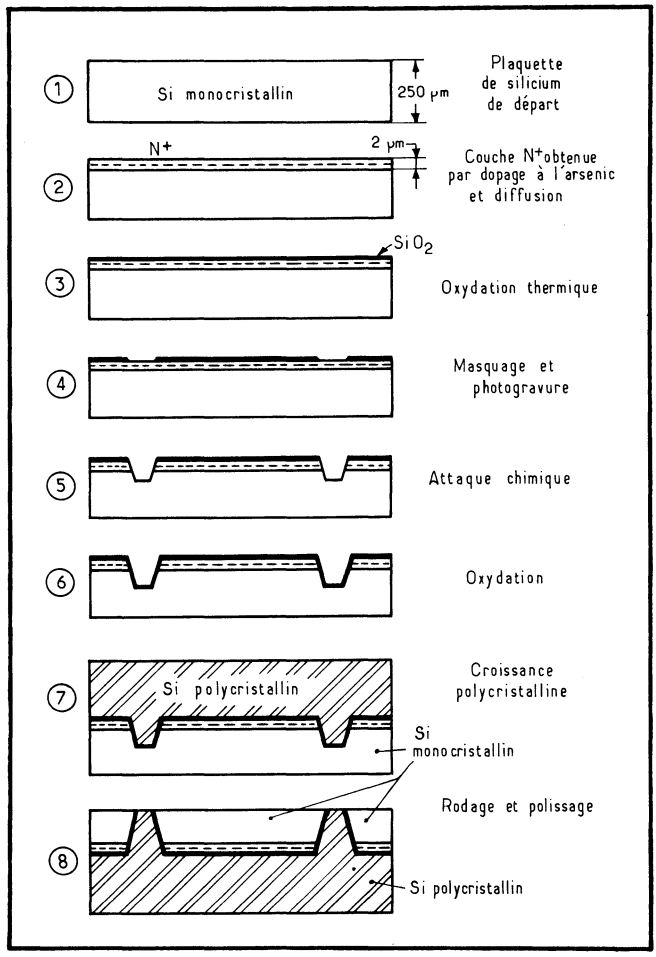


Fig. 4-15. — L'isolement diélectrique : le film de la production des caissons de dioxyde de silicium.

L'isoplanar de *Fairchild* illustre ce principe. Il consiste à « noyer » de l'oxyde dans le substrat de telle façon que, latéralement, un transistor intégré soit isolé de son voisin; la figure 4-15 en montre le résultat, en deux variantes comparées à une structure NPN classique à isolement par caissons, donc par diodes polarisées en inverse. En éliminant ainsi des fuites ou des composants parasites, on obtient une grande amélioration des performances mais aussi, un net accroissement de la densité d'intégration car les barrières de silice occupent moins de place que les caissons.

4.4.2. L'ISOLEMENT DIÉLECTRIQUE

L'isolement diélectrique est plus complexe mais protège complètement le composant qui se retrouve dans une cuvette aux parois d'oxyde de silicium. C'est

la technologie connue sous le nom d'EPIC. Le film de la fabrication est le suivant (fig. 4-15).

On part d'un substrat de type *n*, dans lequel on diffuse préalablement une couche $n+$; puis, sa surface est oxydée, et des fenêtres sont ouvertes là ou se trouveront les parois des caissons (en *a*). Le silicium est ensuite attaqué, de façon à dégager des « sillons » (*b*), dont la surface est également oxydée (*c*).

Ces sillons sont alors remplis de silicium polycristallin cette fois, dont une couche recouvre toute la surface du substrat (*d*).

La face inférieure de ce dernier est alors usinée, jusqu'à affleurement du dos des sillons (*e*), après quoi l'ensemble est retourné (*f*) et se prête, dès lors, au traitement classique de réalisation des circuits intégrés.

CHAPITRE 5

L'ÉVOLUTION DES SCHÉMAS AVEC L'INTÉGRATION

5.1. Des solutions nouvelles en matière de circuits

Il est normal que l'avènement d'une nouvelle technique — celle de l'intégration — se traduise par un bouleversement des anciennes conceptions en matière de circuits. En effet, il serait profondément illogique de vouloir à tout prix intégrer les anciens schémas, lesquels ne se prêtent guère à ce nouveau mode de traitement.

Force est donc de revoir le principe même de certains circuits fondamentaux en se rappelant que :

— l'intégration des circuits obéit à des règles qu'impose la technologie employée. En particulier — comme on l'a vu dans un chapitre précédent — on intègre plus facilement des transistors et des résistances (de faibles valeurs ohmiques), tandis que l'on évite les condensateurs, les inductances, etc.;

— mais, par contre, elle autorise une bien plus grande liberté de mouvements, par exemple en ce qui concerne le nombre des composants élémentaires qui entrent dans un schéma.

Pourquoi? il s'agit là d'une question à laquelle il convient de répondre en se plaçant sous l'angle économique. En effet, si l'on considère un circuit à composants discrets, on peut dire que son prix de revient est, en gros, une fonction du nombre de ses composants.

Or, avec les circuits intégrés, la situation est différente. En effet, les techniques de fabrication simultanée de tous les composants sont exactement les mêmes et, quel que soit le nombre de ces derniers, elles n'exigent aucune opération supplémentaire. En fait, seul le dessin initial du masque diffère.

Ainsi, le prix de revient d'un circuit, réalisé en version intégrée, ne dépend plus, en première approche, du nombre de ses composants élémentaires, mais bien plutôt de la surface de silicium employé.

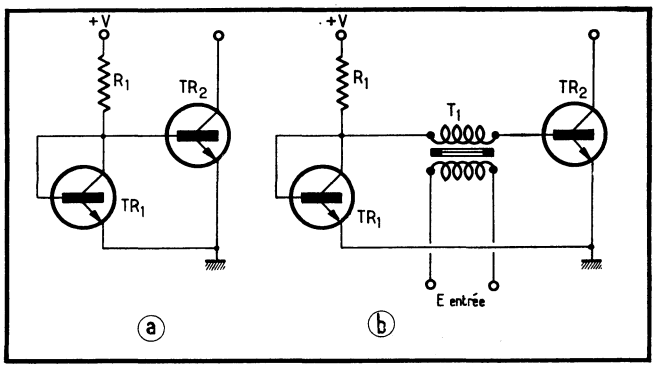


Fig. 5-1. — Des techniques de polarisation particulières sont adoptées avec les circuits intégrés; ainsi la chute de tension directe, aux bornes du transistor TR_1 monté en diode, attaque ici la base de TR_2 (a). Application de ce montage à un étage piloté par un transformateur (b).

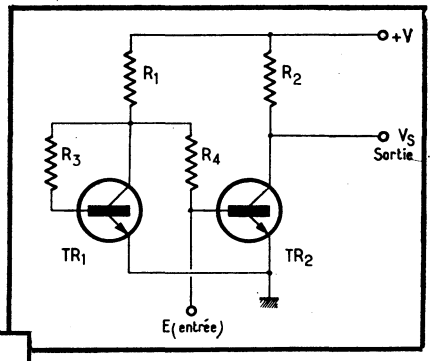


Fig. 5-2. — Le montage de polarisation ci-contre, plus complexe, permet de faire travailler le transistor amplificateur TR_2 dans des conditions optimales.

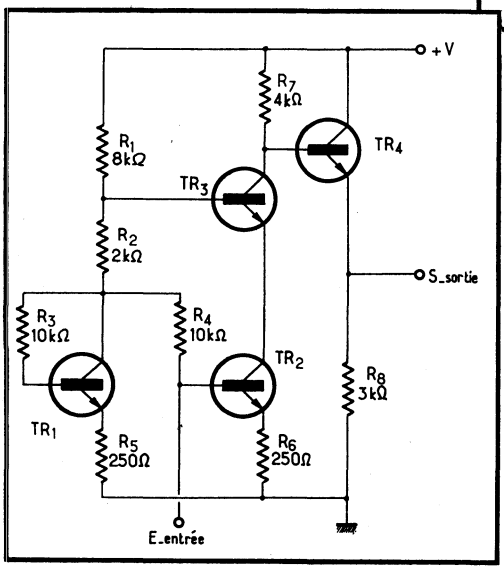


Fig. 5-3. — Exemple de réalisation d'un amplificateur à large bande, appliquant la méthode de polarisation dont le schéma de principe est donné dans la figure précédente.

Il en résulte que, si l'on désirait réaliser en composants discrets un schéma équivalent à celui d'un circuit intégré, on aboutirait, dans la majorité des cas, à un prix de revient largement supérieur.

Il n'est, pour s'en convaincre, que de comparer les prix de vente actuels de certains circuits intégrés commerciaux avec ce que coûterait l'ensemble des composants en éléments discrets qu'ils rassemblent!

Ces considérations déterminent, en fait, l'aspect général des schémas : liaisons directes, montages symétriques, absence de certains éléments, complexité apparente plus grande, etc.

Encore a-t-il fallu, pour bénéficier pleinement des avantages qu'offre l'intégration, concevoir ou développer de nouveaux types de circuits, tels ceux qui vont maintenant être étudiés.

5.2. Les circuits fondamentaux

5.2.1. CIRCUITS DE POLARISATION

Les circuits de polarisation classiques, réalisés avec des composants discrets comprennent généralement une résistance et un condensateur, montés en parallèle lors de l'amplification de tensions alternatives.

Or, nous avons vu qu'avec les circuits intégrés, on préfère éviter les condensateurs : d'autres méthodes de polarisation doivent donc être élaborées. Celles-ci sont, ainsi qu'on va le constater, très efficaces. Elles mettent à profit le fait que les constituants élémentaires du circuit intégré peuvent être appariés et soumis aux mêmes dérives avec une grande facilité.

Polariser un transistor, c'est fixer son point moyen de fonctionnement (au repos). Pour ce faire, il convient d'imposer son courant de collecteur, donc de fixer sa tension émetteur-base, ce que l'on réalise avec le schéma de la figure 5-1 *a*.

Le transistor TR_1, connecté en diode, est monté en série avec la résistance R_1. Leur point commun est relié à la base du transistor TR_2, qui voit ainsi sa tension de base imposée par la tension de déchet de la diode.

Le courant qui traverse TR_2 reste constant, et cela, dans une large gamme de températures. En effet, TR_1 et TR_2 sont très rapprochés, soumis aux mêmes dérives et ils sont identiques.

Ce montage se révèle très stable, même lorsque la température varie dans de grandes limites, et même si la puissance dissipée par TR_2 est importante (et dépasse, par exemple, 100 mW). De plus, il est possible d'ajuster la valeur du courant en agissant sur R_1 et sur la tension d'alimentation (+V).

Une application de ce montage à un circuit attaqué par un transformateur est indiquée figure 5-1 *b*. Là, le secondaire — à basse impédance — d'un transformateur attaque la base de TR_2; le signal utile, alternatif, est appliqué aux bornes du primaire. Ainsi, la polarisation est assurée sans aucun condensateur.

Système de polarisation à la valeur optimale

Un montage plus complexe est indiqué figure 5-2. Supposons que les deux transistors, TR_1 et TR_2, sont identiques, et que les deux résistances, R_3 et R_4, ont des valeurs égales. Les deux transistors sont donc polarisés de la même façon, et leur courant de collecteur respectif est égal : $I_{C1} = I_{C2}$.

Considérons donc le circuit : (+V), résistance R_1, résistance R_4, base de TR_2, émetteur de TR_2, masse. On peut écrire que :

$$(+V) - (I_{C1} + 2\,I_B) \cdot R_1 - R_4 \cdot I_B - V_{BE} = 0$$

expression dans laquelle :

I_B = le courant de base (de TR_1 ou de TR_2);
V_{BE} = la tension base-émetteur (de TR_1 ou de TR_2);
(+V) = la tension positive d'alimentation.

Puisque $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$ et que $I_{B1} = I_{B2} = I_B$, on peut extraire I_{C1} (en se rappelant que $R_3 = R_4$) :

$$I_{C1} = \frac{(+V) - V_{BE}}{R_1} - \left(2 + \frac{R_3}{R_1}\right) I_B$$

Or, le terme V_{BE} est très petit devant (+V) et peut être négligé. De surcroît, $[2 + (R_3/R_1)]$. I_B est également très petit devant I_{C1}. Ce qui fait que l'on peut poser la formule simplifiée :

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{(+V)}{R_1}$$

Enfin, si la résistance R_2 a exactement le double de la valeur de R_1 soit $R_1 = R_2/2$, la tension de sortie V_S est de :

$$V_S = \frac{(+V)}{2}$$

puisque, rappelons-le, les courants I_C sont égaux.

Ainsi, un amplificateur classe A réalisé de cette façon travaillera toujours au mieux de ses possibilités. En effet, la tension de sortie, au repos, étant toujours égale à la moitié de la tension d'alimentation, c'est que, nécessairement, la résistance de charge est égale à la résistance interne du transistor. Or, c'est précisément là, la condition qui permet le meilleur rendement.

On remarquera que cette polarisation optimale est obtenue quelles que soient les valeurs de la tension d'alimentation et quelles que soient les variations de la température, puisqu'aucun des termes dont dépend la tension de sortie n'est sensible aux dérives que cette dernière provoque.

Un amplificateur, appliquant la méthode de polarisation décrite, est représenté dans la figure 5-3. Le transistor d'entrée est TR_2; une résistance d'émetteur, R_6, de 250 Ω, a été prévue afin d'accroître sa résistance d'entrée. Pour ne pas déséquilibrer le montage, on retrouve une résistance identique (R_5) dans l'émetteur de TR_1.

Le transistor TR_2 est monté en « cascode » avec TR_3, ce qui contribue à diminuer la capacitance d'entrée, tandis que TR_4, à charge d'émetteur, fournit une sortie à basse impédance.

Ainsi, le fait que l'on dispose d'éléments de caractéristiques très semblables a permis d'élaborer de nouvelles méthodes de polarisation, lesquelles ne souffrent nullement de l'absence de condensateurs. Bien mieux, ces méthodes s'avèrent, de par leurs performances, bien supérieures à celles, classiques, adoptées avec les composants discrets.

Nous verrons, par la suite, diverses autres applications des principes énoncés ci-dessus.

5.2.2. SOURCE DE COURANT CONSTANT

Supposons que l'on veuille imposer un courant constant de 10 μA à un transistor alimenté sous 15 V. Sans tenir compte de la commande de base, on peut estimer qu'il faudra introduire en série avec l'émetteur une résistance de $15/10^{-5} = 1{,}5$ MΩ pour aboutir à ce résultat.

Or, une résistance d'une telle valeur est gênante à intégrer car, selon les techniques classiques, elles occuperaient une surface trop importante sur la puce de silicium.

On préfère donc recourir à d'autres montages, et en particulier à celui illustré figure 5-4, semblable d'ailleurs à celui de la figure 5-1 *a* qui servait de montage de polarisation.

Le transistor TR_1 — monté en diode — impose une tension constante à la base de TR_2. Ce dernier fournit un courant égal, pratiquement, à sa tension base-émetteur divisée par sa résistance d'émetteur : V_{BE}/R_2, c'est-à-dire un courant de collecteur I_{C2} constant, qui vaut :

$$I_{C2} \approx \frac{2{,}3}{R_2} \frac{KT}{q} \lg_{10} \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

où : I_{C1} est le courant collecteur de TR_1;
K est la constante de Boltzmann;
T est la température absolue;
q est la charge de l'électron.

Par exemple, avec $I_{C2} = 10$ μA (comme précédemment) et $I_{C1} = 1$ mA, et en tenant compte que $KT/q \simeq 26$ mV à 25 °C, on trouve :

$$R_2 \approx \frac{120 \text{ mV}}{10 \text{ μA}} = 12 \text{ kΩ}$$

Cette valeur qui se laisse facilement intégrer, est donc bien plus faible que celle calculée tout d'abord (1,5 MΩ), ce qui justifie la préférence accordée à ce montage.

Un autre avantage est fourni par le fait que I_{C2} ne varie qu'avec le logarithme de (+V); le montage reste donc insensible, pratiquement, aux variations de la tension d'alimentation.

Enfin, l'utilisation de résistances diffusées à coefficient de température positif permet de compenser la dérive de I_{C2} en température.

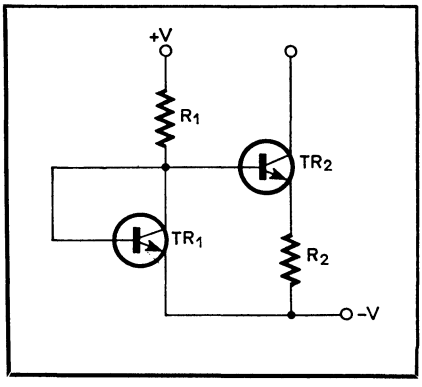


Fig. 5-4. — Réalisation d'une source de courant constant, capable de débiter un courant très faible, bien qu'utilisant des résistances de valeurs modérées.

5.2.3. LE DÉCALAGE DE POTENTIELS

Le décalage de potentiels s'obtient couramment, avec les composants discrets, en utilisant une diode Zener montée en série avec le signal utile. Avec les circuits intégrés, une autre méthode peut être adoptée.

Soit, donc, le schéma de la figure 5-5. L'étage d'entrée est constitué par le transistor TR_1, monté à charge d'émetteur; mais cette charge est fractionnée, et la tension de décalage entre émetteur de TR_1 et base de TR_2 est introduite grâce à la résistance R_1. Cette dernière est, en effet, traversée par le courant collecteur de TR_3.

De plus, une tension de réaction est appliquée au montage, grâce à R_2 : elle tend à accroître la chute de tension aux bornes de R_1 lors d'une excursion négative de la tension de sortie (une fraction de cette tension étant ramenée de l'émetteur

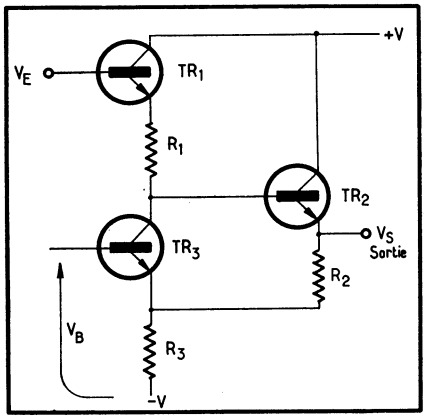


Fig. 5-5. — Le décalage de la tension continue est obtenue à l'aide d'un transistor supplémentaire, TR_3, monté en série avec le transistor d'attaque (TR_1). Tout en assurant le décalage, ce montage procure un gain non négligeable.

de TR_2 vers l'émetteur de TR_3) ou, au contraire, à la réduire lors d'une excursion positive de la tension de sortie.

Un tel circuit est caractérisé par une forte impédance d'entrée, due au montage de TR_1 en collecteur commun, et une faible impédance de sortie, puisque TR_2 travaille en émettodyne (montage à charge dans l'émetteur). Son gain en tension est non négligeable, et l'excursion de la tension de sortie n'est pratiquement limitée que par les tensions d'alimentation.

Plus précisément, si l'on considère que la tension V_{BE} est négligeable devant la tension d'alimentation, et si le gain est faible et inférieur à 5, le gain en tension du circuit peut être déterminé à partir de la formule :

$$\Delta V_S = \Delta V_E - R_1 \cdot \Delta I_{C3},$$

où V_S est la tension de sortie;
V_E, celle d'entrée;
I_{C3}, le courant de collecteur de TR_3.

Or, on a également :

$$\Delta I_{C3} = -\frac{\Delta V_S}{R_2}$$

en considérant effectivement des variations de tension ou de courant. Aussi, on peut écrire que :

$$\Delta V_S = \Delta V_E + \frac{R_1}{R_2} \Delta V_S,$$

et le gain en tension, A_V, est donné par :

$$A_V = \frac{\Delta V_E}{\Delta V_S} = \frac{1}{1 - \frac{R_1}{R_2}}$$

L'impédance de sortie R_0 est approximativement donnée par :

$$R_0 = \frac{R_1 \cdot Av}{h_{FE2}}$$

où h_{FE2} est le gain en courant, en émetteur commun, du transistor TR_2.

L'impédance d'entrée est généralement négative; de ce fait, il convient de faire précéder un tel circuit par une source à basse impédance, de grande stabilité. Une condition suffisante de stabilité est donnée par :

$$R_S = \frac{h_{FE2} \cdot R_2}{A_V}$$

si l'on appelle R_S la résistance de la source.

Une autre solution consiste à monter une jonction polarisée en inverse, et travaillant précisément en diode Zener. La tension de Zener sera alors de l'ordre de 6 V.

5.2.4. LE « MIROIR » DU COURANT

Dans le circuit « miroir de courant » (fig. 5-6), un même courant d'entrée attaque les bases de deux transistors identiques T_1 et T_2. Les tensions V_{BE} étant semblables, les courants collecteurs le seront également. Or, le courant collecteur de T_1 est I_E; en conséquence, le courant collecteur I_S de T_2 sera égal à I_E et de même sens. L'erreur, minime, provient des courants de base qui se soustraient de

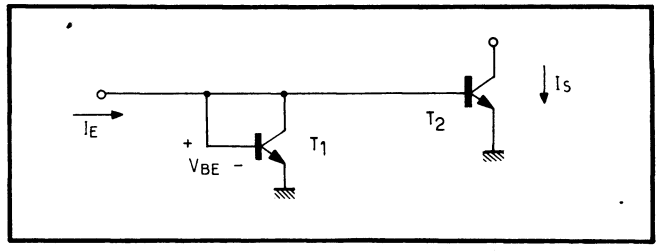


Fig. 5-6. — Principe d'un étage « miroir » de courant.

I_E. On a ainsi réalisé un montage non inverseur, travaillant en courant, et appelé pour cette raison *miroir de courant* : $I_S = I_E$ (de même signe); il servira à réaliser des entrées différentielles comme on le verra à l'examen de l'amplificateur opérationnel dit « Norton ».

5.3. Introduction aux montages différentiels

5.3.1. DÉFINITION

On appelle *montage différentiel* un montage chargé de mettre en évidence la différence entre les signaux appliqués à ses entrées.

Pour ce faire, un tel montage se trouve doté de deux entrées distinctes, le plus souvent symétriques par rapport à la masse. Après soustraction des signaux qui leur sont appliqués, un signal unique apparaît à la sortie.

Ainsi, soit V_1 et V_2 les signaux appliqués aux entrées. La tension de sortie, V_S est une fonction de la différence $V_1 - V_2$:

$$V_S = f(V_1 - V_2)$$

La lettre f utilisée ici caractérise la fonction de transfert du montage différentiel. Dans le cas d'un amplificateur, il faudra donc la remplacer par le gain de ce dernier.

La formule ci-dessus met en évidence le fait que, si $V_1 = V_2$ en amplitude et en phase, la tension de sortie est nulle :

$$V_S = 0 \text{ (pour } V_1 = V_2)$$

Mais elle signifie également que *l'on obtiendra la même tension de sortie pour une même tension différentielle d'entrée*, que ce soit avec :

$$V_1 = 1\,001 \text{ mV et } V_2 = 999 \text{ mV}$$
$$(\text{soit } \Delta V = 2 \text{ mV}),$$

ou avec :

$$V_1 = 2 \text{ mV et } V_2 = 0 \text{ mV}$$
$$(\text{soit } \Delta V = 2 \text{ mV})$$

Les potentiels V_1 et V_2 qui attaquent les entrées peuvent être variables, ou encore l'un d'eux peut être variable, l'autre étant rendu fixe et servant de référence.

5.3.2. MODE DIFFÉRENTIEL, MODE COMMUN

Seule, la tension différentielle d'entrée doit être prise en considération par le montage différentiel. C'est là son mode normal de fonctionnement, encore appelé *mode différentiel.*

Cependant, si l'on reprend l'exemple numérique ci-dessus, on constate que, dans le premier des deux cas cités, une tension commune de 999 mV est appliquée simultanément aux deux entrées. Cette tension est dite de *mode commun* et elle ne doit donner lieu à aucune tension de sortie.

Une attaque de mode commun s'effectue encore en réunissant les deux entrées et en leur appliquant un seul et unique signal.

5.3.3. LA TENSION DE SORTIE

La sortie est, comme cela a été dit, unique (asymétrique). Cependant, certains montages font appel à des sorties symétriques, doubles.

Dans ce cas, et pour reprendre l'exemple de l'attaque avec $V_1 = 1\,001$ mV et $V_2 = 999$ mV, la première sortie fera apparaître une tension :

$$V_{s1} = f(V_1 - V_2) = f(+2\text{ mV})$$

et la seconde :

$$V_{s2} = f(V_2 - V_1) = f(-2\text{ mV})$$

De tels montages se révèlent d'une belle symétrie, et leurs possibilités d'applications sont multiples.

Lorsque la tension différentielle d'entrée est nulle, on peut souhaiter que la tension de sortie soit également nulle. Cela veut dire que la tension de sortie, au repos, doit être nulle : *pour obtenir ce résultat, on est donc amené à prévoir deux tensions d'alimentation, l'une positive et l'autre négative par rapport à la masse.*

En conséquence, *la tension de sortie pourra évoluer vers des valeurs négatives ou positives par rapport à la masse.*

5.3.4. ENTRÉE AVEC INVERSION, ENTRÉE SANS INVERSION

Soit, donc, l'amplificateur différentiel symbolisé dans la figure 5-7. Pour simplifier sa manipulation, on est convenu de définir les entrées par rapport à la sortie, considérée comme positive (+), comme :

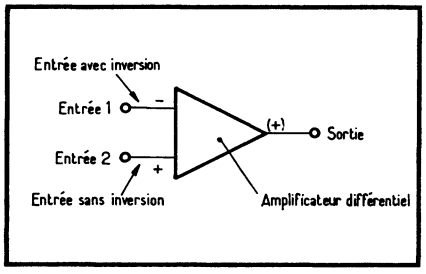


Fig. 5-7. — Représentation symbolique d'un amplificateur différentiel.

— *une entrée avec inversion* lorsque le signal qui lui est appliqué se trouve inversé dans l'amplificateur. Elle est désignée par le signe *moins* (—);

— *une entrée sans inversion* lorsque le signal qui lui est appliqué réapparaît avec la même phase à la sortie. Elle est désignée par le signe *plus* (+).

On notera donc que ces signes + et — ne signifient nullement qu'il faut appliquer des signaux respectivement positifs et négatifs à ces entrées.

D'autre part, ces entrées sont encore appelées dans la littérature technique respectivement *entrée inverseuse* et *entrée directe.*

5.3.5. APPLICATION D'UNE CONTRE-RÉACTION (OU D'UNE RÉACTION). — BOUCLE OUVERTE ET BOUCLE FERMÉE

La présence des deux entrées, directe et avec inversion, est bien commode. En effet, supposons que l'on veuille appliquer une contre-réaction englobant

l'ensemble de l'amplificateur différentiel; rien n'est plus facile : il suffit de boucler le montage, de la sortie (+) vers l'entrée avec inversion (—), à l'aide d'une simple résistance ou d'un réseau plus complexe.

L'amplificateur sans boucle de contre-réaction est dit en *boucle ouverte*. Muni de celle-ci, on dit qu'il fonctionne en *boucle fermée*.

Mais on peut également envisager le cas où l'on souhaite obtenir une réaction positive : c'est alors l'entrée (+) qui est bouclée à la sortie (+).

Ainsi, quelle que soit la caractéristique de la réaction appliquée, positive ou négative, l'ensemble de l'amplificateur se trouve toujours englobé dans la boucle créée.

5.3.6. AVANTAGES DES MONTAGES DIFFÉRENTIELS

Bien des montages, exigeants sous l'angle des performances, font appel à une configuration différentielle; ainsi, on ne conçoit plus guère, aujourd'hui, d'amplificateurs opérationnels sans entrées différentielles.

La préférence qui est ainsi donnée à cette structure, sur les montages classiques, se justifie par toute une série de raisons :

— *l'amplificateur différentiel est largement insensible aux dérives*, en raison notamment de sa symétrie. Ces dérives, ainsi d'ailleurs que les inévitables tensions d'erreur, sont plus facilement compensées. De ce fait, l'amplificateur différentiel pourra sans difficulté fonctionner entre —55 °C et +125 °C, par exemple;

— *ses performances ne dépendent pas des caractéristiques absolues de ses composants, mais de celles relatives.* Ceux-ci doivent donc être parfaitement appariés; or, autant cette condition est difficile à remplir avec les composants discrets, autant elle est aisément satisfaite avec l'intégration;

— *un tel montage se passe parfaitement de condensateurs*, et peut se contenter de résistances de valeur relativement peu élevée;

— *il travaille à large bande*, et peut couvrir du continu aux V.H.F.;

— *il s'adapte à toutes sortes de montages :* amplificateurs, détecteurs de niveaux ou de zéro, comparateurs, générateurs de signaux, etc., et se prête sans difficulté à la réalisation de boucles de réaction.

5.4. Caractéristiques fondamentales des montages différentiels

5.4.1. CARACTÉRISTIQUES DE TRANFERT

La configuration fondamentale d'un montage différentiel est donnée figure 5-8 et ses caractéristiques de transfert typiques, figure 5-9.

Les abscisses sont graduées en tension différentielle d'entrée, avec des unités liées au rapport KT/q qui intervient dans l'élaboration des formules et où K est la constante de Boltzmann, T la température absolue et q la charge de l'électron (KT/q vaut environ 26 mV à 25 °C).

Les ordonnées sont graduées en courant I_C fonction de $\alpha\ I_O$, où α est le gain en courant en montage à base commune du transistor et I_O, le courant total fournit par la source de courant constant qui alimente la paire différentielle.

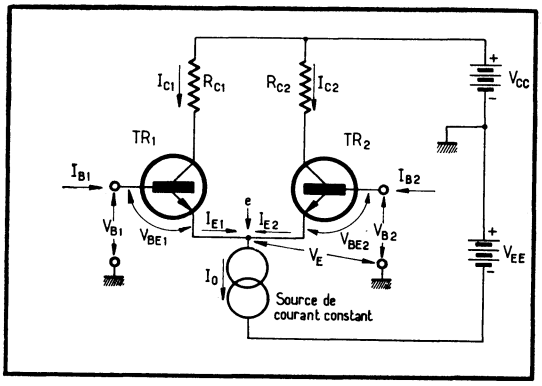


Fig. 5-8. — Configuration fondamentale d'un amplificateur différentiel.

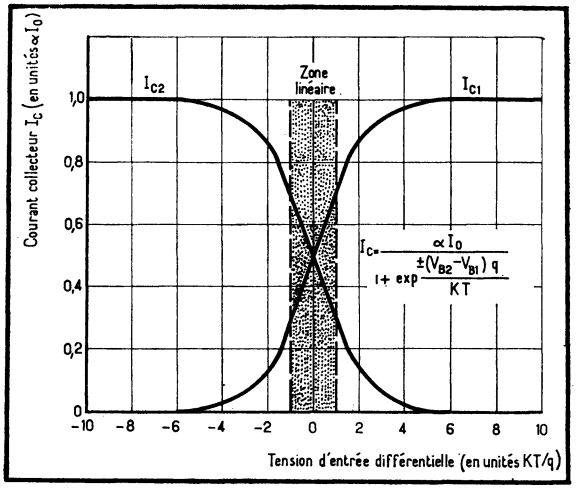


Fig. 5-9. — Caractéristiques de transfert typiques d'un amplificateur différentiel.

Quand la tension d'entrée différentielle est nulle, c'est-à-dire quand $V_{B1} = V_{B2}$ (point 0, en abcisses), le montage est équilibré et le courant se partage en deux moitiés égales qui traversent chacune l'un des deux transistors. C'est là le point de repos de l'amplificateur.

Sur ces courbes, on remarque :

— *une partie linéaire, dans une région située autour du point de repos.* Dans le cas pris pour exemple, cette région linéaire correspond à une excursion de la tension d'entrée d'environ 50 mV crête à crête;

— le maximum de pente a lieu au point de repos et définit la *transconductance* effective de l'amplificateur;

— la pente des courbes de transfert dépend de la valeur du courant total, I_O. En accroissant I_O, on augmente la partie linéaire. *Cela signifie que, pour*

un courant I_0 *constant, l'amplificateur différentiel assure une régulation automatique du gain ;*

— *les caractéristiques de transfert* dépendent du facteur α des transistors et de la température ;

— *l'amplificateur différentiel agit en limiteur :* quand l'excursion de la tension d'entrée excède environ $\pm$ 4 KT/q soit, ici, approximativement $\pm$ 100 mV, l'excursion de la tension de sortie ne peut s'accroître ;

— *le courant de sortie est le produit de la tension d'entrée par la transconductance,* laquelle est proportionnelle à I_0.

On conclut, de ce dernier point, que l'amplificateur différentiel peut servir de mélangeur, de multiplicateur de fréquence, de modulateur, ou de démodulateur quand le courant I_0 est lié à l'un des termes variables.

5.4.2. LA CONTRE-RÉACTION D'ÉMETTEUR

Pour accroître les zones où la pente varie linéairement, on introduit des résistances de contre-réaction dans les émetteurs des transistors, selon une technique classique.

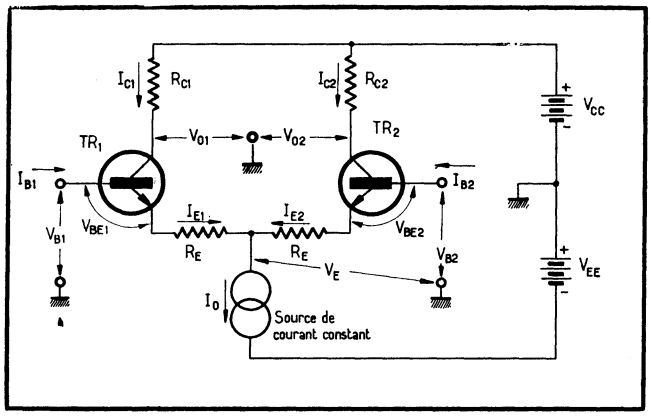


Fig. 5-10. — Lorsqu'il est nécessaire d'obtenir une courbe de transconductance plus plate, on introduit des résistances R_E de contre-réaction, en série avec les émetteurs.

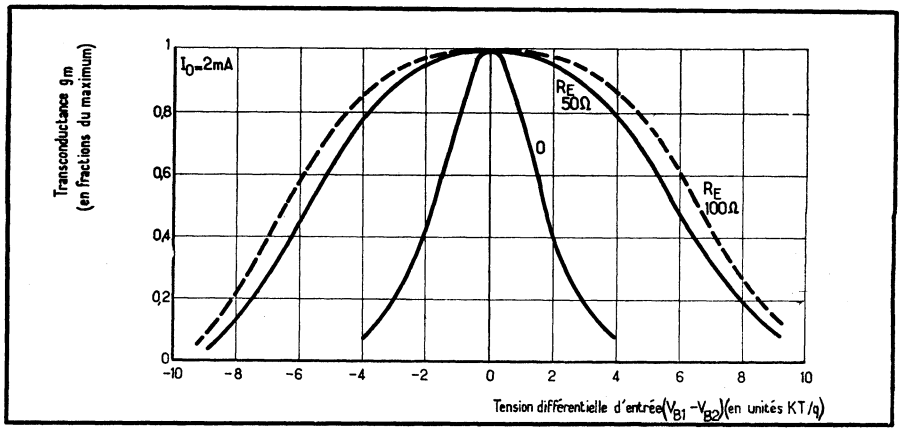


Fig. 5-11. — (ci-dessous) Effet des résistances de contre-réaction d'émetteur sur la transconductance.

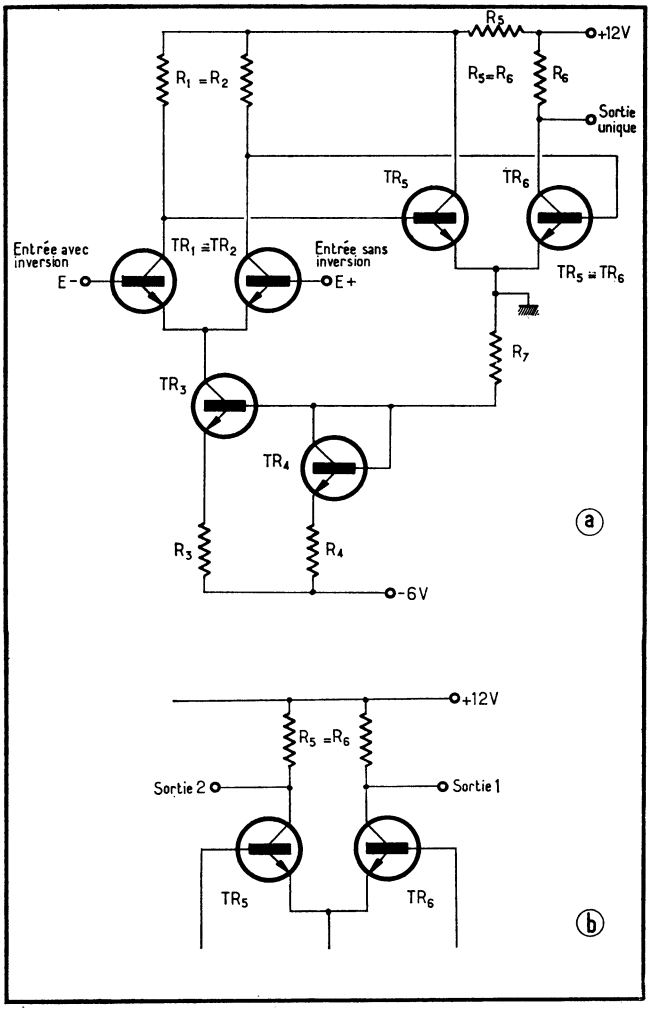


Fig. 5-12. — Schéma typique des étages d'entrée d'un amplificateur différentiel à sortie asymétrique (a). Variante aboutissant à des sorties différentielles (b).

Ainsi, le schéma de principe devient celui de la figure 5-10, tandis que les résultats obtenus apparaissent figure 5-11.

5.4.3. INVERSION DE L'UN DES SIGNAUX. — SOMMATION

Afin d'effectuer commodément la soustraction des signaux, on préfère généralement inverser l'un d'eux pour, ensuite, les additionner algébriquement.

Cette opération s'effectue de multiples façons. Pratiquement, un montage-type a été retenu pour ses caractéristiques avantageuses, c'est celui qui fait appel à une source de courant constant.

Ce courant constant est envoyé dans les deux branches de l'amplificateur différentiel. Forcément, tout accroissement (ou réduction) du courant imposé à

l'une des branches provoquera le phénomène inverse dans l'autre, ce qui constitue le principe même du montage.

Examinons-en le fonctionnement, en nous reportant à la figure 5-12 *a*. La source de courant constant (transistors TR_3 et TR_4, ce dernier monté en diode comme il se doit), alimente les deux transistors d'entrée, TR_1 et TR_2.

On constate que le montage est parfaitement équilibré et symétrique. En conséquence, lorsque les signaux d'entrée sont identiques, le courant fourni par la source se partage également entre TR_1 et TR_2 (au repos).

Mais appliquons maintenant aux entrées des tensions différentes; la tension différentielle d'entrée n'est plus nulle, et le courant total fourni par la source va se répartir entre TR_1 et TR_2 proportionnellement aux tensions d'entrées.

Ainsi, le courant de collecteur de TR_1 ou de TR_2 est déjà le résultat d'une sommation algébrique. Il suffit donc d'utiliser le signal fourni par TR_2, par exemple, pour attaquer un second étage, ici constitué par TR_6.

Le transistor TR_5, lui, remplit une double fonction. D'une part, il permet au montage de rester parfaitement symétrique; d'autre part, il agit à la façon d'un inverseur de gain unité. De ce fait, le signal qu'il fournit, et qui apparaît aux bornes de la résistance R_5, se trouve également appliqué, via R_2, à la base de TR_6. Ce double processus de sommation permet de bénéficier pleinement du gain différentiel d'entrée.

De plus, on peut constater que TR_5 sert, d'une part, à polariser la base de TR_6, mais d'autre part, à introduire une tension de contre-réaction dont le résultat immédiat est de reculer les limites de la saturation de l'étage d'entrée TR_1.

Autre avantage : un tel montage est insensible aux variations de la tension d'alimentation positive. En effet, si celle-ci s'accroît, les courants de collecteur de TR_5 et TR_6 augmentent également, mais de telle façon que la tension de collecteur de TR_6 reste constante; donc, la sortie unique reste au même niveau.

On pourrait imaginer une variante de ce montage, plus simple (fig. 5-12 *b*), dans laquelle la résistance R_5 ne servirait que de charge de collecteur pour TR_5. Dans ce cas, l'ensemble du montage resterait de bout en bout symétrique, et l'on aboutirait à deux sorties, en quelque sorte complémentaires. Un tel montage est dit à *entrés et sorties différentielles.*

5.4.4. TENSIONS ET COURANTS DE DÉCALAGE (« D'OFFSET »)

Déséquilibres et signaux d'erreur

Nous avons supposé, dans ce qui précède, que tous les éléments de l'amplificateur différentiel étaient parfaitement appariés, ce qui n'est malheureusement jamais le cas.

L'existence de certains déséquilibres inévitables se traduit par l'apparition de signaux d'erreur, appelés *signaux de décalage* en tension ou en intensité (« *offset voltage* » ou « *offset current* » dans la littérature américaine).

Ces signaux parasites peuvent être mesurés à la sortie, ou ramenés à l'entrée. Pour en simplifier l'étude, on considère qu'il existe généralement trois types de décalages :

- *Tension de décalage à la sortie. — La tension de décalage à la sortie est la tension mesurée entre la sortie unique et la masse*, selon le schéma de la

figure 5-12 *a*, *lorsqu'aucun signal n'est appliqué aux entrées* (entrées court-circuitées à la masse, par exemple).

- *Tension de décalage à l'entrée. — La tension de décalage à l'entrée est égale à la tension de décalage à la sortie, divisée par le gain.*

  Pour la mesurer, il suffit simplement de relier une entrée à la masse, et d'appliquer à l'autre une tension que l'on fait varier jusqu'à annuler la tension de décalage à la sortie. La tension appliquée à l'entrée est alors égale à la tension de décalage d'entrée.

- *Courant de décalage à l'entrée.* — Si l'on procède de même, mais en appliquant un courant variable à l'entrée jusqu'à annuler la tension de décalage à la sortie, on obtient la mesure du courant de décalage à l'entrée.

Ce courant de décalage à l'entrée est également défini comme la différence des courants d'entrée, en l'absence de signal. Ainsi, si I_1 est le courant à la première entrée, I_2 celui à la seconde, on a :

$$I \text{ (décalage à l'entrée)} = I_1 - I_2.$$

Contribution d'un second étage aux décalages

Lorsque le gain d'un étage différentiel d'entrée est faible, il est commode de lui adjoindre un étage d'amplification. On pourrait alors penser que ce second étage intervient très sensiblement dans la tension de décalage ramenée à l'entrée.

En fait, il n'est rien car, d'une part, la tension de décalage introduite par le second étage doit être divisée par le gain du premier pour pouvoir être ramenée à l'entrée, d'autre part, la tension de décalage résultante est la racine carrée de la somme des carrés des tensions de décalage individuelles.

Prenons un exemple. Soit un étage d'entrée de gain 2, de tension de décalage de 5 mV, suivi par un second étage présentant la même tension de décalage.

La tension de décalage apparente du second étage est de 5 mV/2 = 2,5 mV. Et la tension totale de décalage est :

$$e \text{ (décalage)} = \sqrt{5^2 + 2{,}5^2} \simeq 5{,}6 \text{ mV}$$

On constate donc que, pratiquement, si le second étage est bien équilibré, on pourra se permettre d'utiliser des étages d'entrée à faible gain sans accroître sensiblement la tension de décalage.

Compensation des offsets

Compenser une tension d'offset revient à introduire une tension de décalage supplémentaire mais de signe inverse, de façon que ces deux tensions s'annulent.

Pour cela, des bornes d'accès, à des niveaux qui dépendent des circuits, sont souvent ménagés. L'annulation de l'offset s'effectue alors généralement en insérant un potentiomètre entre ces bornes et en l'ajustant judicieusement.

5.4.5. INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE

Avec les circuits intégrés, les déséquilibres procèdent de trois causes fondamentales :

— *une différence entre les tensions base-émetteur* (V_{BE}) *des transistors, et entre leur gain en courant.* Elle peut être due au fait que, en cours de fabrication, leur géométrie n'a pas été respectée, ou encore que les opérations de diffusion ont créé des profils à concentration différente;

— *une différence entre les* V_{BE}, *le gain en courant, ou les résistances internes* des transistors. Elle peut résulter de variations de comportement thermique;

— *une différence entre les valeurs de résistances* de collecteur, de base, ou d'émetteur des transistors.

D'autre part, il est évident que des variations de température agissent sur la tension base-émetteur des transistors. Cependant :

— cette action s'exerce de façon symétrique sur la paire différentielle d'entrée et tend à s'annuler;

— la source de courant constant qui alimente cette paire tend, en raison du coefficient de température positif des résistances, à compenser cette dérive.

En résultat, le décalage de la tension de sortie reste relativement stable sur une grande plage de températures. Éventuellement, on verra qu'on peut « thermostater » le substrat du C.I. pour réduire la dérive à une valeur comparable à celle des meilleurs circuits à composants discrets.

Il faut cependant tenir compte des dérives que provoque la température, et qui se manifeste sur les offsets.

On définit ainsi *le coefficient de température de la tension et du courant d'offset à l'entrée*, qui se mesurent en microvolts par degré Celsius, ou en nanoampères par degré Celsius.

Précisons, à ce propos, que des gammes normalisées de température ont été adoptées avec les circuits intégrés :

— la gamme « militaire », qui va de −55 °C à +125 °C;

— la gamme « industrielle », de −20 °C à +100 °C;

— la gamme « commerciale », de 0 à 70 °C.

Il s'agit là des températures extrêmes que la puce de silicium ne doit pas dépasser en fonctionnement. En stockage, on admet généralement de −65 °C à +150 °C. Le soudage lui, s'effectue aux environs de 300 °C mais pendant un temps limité à quelque 10 s.

5.4.6. LE COURANT D'ENTRÉE (DE POLARISATION)

Les bases des transistors de la paire différentielle d'entrée consomment un courant certes minime mais non négligeable.

C'est la valeur moyenne de ce courant qui définit le courant d'entrée du circuit, encore appelé *courant de polarisation :*

$$I_p = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

si I_{B1} et I_{B2} représente les courants de base des transistors différentiels.

Sa connaissance est importante lorsqu'il s'agit d'équilibrer le montage, un déséquilibre pouvant avoir des causes internes au circuit, ou externes (impédances de sources non identiques).

5.4.7. LE SLEW-RATE

La tension de sortie d'un circuit intégré ne peut évoluer qu'à une vitesse maximale finie, ce qui est évident.

En réalité, plus le circuit est apte à travailler aux fréquences élevées, et plus la tension de sortie pourra varier rapidement.

Cette vitesse maximale de variation de la tension de sortie, ou pente maximale de la tension de sortie, est désignée par le terme de *slew-rate*, américain d'origine mais fort commode d'emploi (il se prononce sliou-rette...) et se mesure en volts par microseconde (V/μs).

Des valeurs courantes sont de l'ordre de 10 V/μs; elles peuvent atteindre 100 V/μs pour les circuits les plus « rapides ».

Le slew-rate constitue ainsi un autre moyen de traduire la bande passante du circuit puisque ces trois notions : slew-rate, bande passante et fréquence maximale sont intimement liées. (La bande passante commence, elle, au courant continu.)

5.5. Un amplificateur différentiel type : le 702

Historiquement, le 702 (ou μA 702) constitue le premier circuit intégré linéaire à avoir connu une très large diffusion; il a ainsi contribué à ouvrir la voie aux CIL. Mais son étude se révèle cependant très intéressante en ce sens que les solutions qu'il fait intervenir sont restées fondamentales (fig. 5-13).

5.5.1. ANALYSE DU SCHÉMA

Étage d'entrée

Des transistors à gain moyen sont utilisés (TR_2 et TR_3), et ils travaillent avec un faible courant de collecteur : 200 μA. Le gain total de l'étage dépend donc des résistances de charges, dont la valeur a été choisie égale à 2 kΩ car des valeurs élevées sont toujours délicates à obtenir avec les circuits intégrés.

Le gain de l'étage est, en conséquence, de 15. Bien que cette valeur soit relativement faible, elle n'autorise pas le second étage à intervenir de façon sensible dans la valeur totale de la tension de décalage ramenée à l'entrée.

Les transistors d'entrée sont alimentés par une source de courant constant (transistors TR_1 et TR_9, ce dernier connecté en diode), ce qui permet, d'une part d'effectuer commodément la sommation algébrique des signaux et, d'autre part, d'accroître le rapport de réjection de mode commun.

Second étage

Le second étage est constitué par les transistors TR_4 et TR_5, identiques et déposés côte à côte. A ce niveau se situe donc la transformation entrées symétriques — sortie symétrique, comme expliqué plus haut.

Un déséquilibre éventuel au niveau du second étage se traduit par une tension de décalage apparaissant au collecteur de TR_5. Mais pour ramener cette tension à

l'entrée, il faut tout d'abord la diviser par le gain, d'environ 1 000, ce qui rend celle-ci négligeable.

Enfin, du fait de la faible résistance de charge des étages d'entrée, on peut considérer que TR_5 est piloté par une tension. Ainsi, le gain de l'étage n'est guère affecté par le gain en courant de TR_5 et ce, sur une large plage de températures.

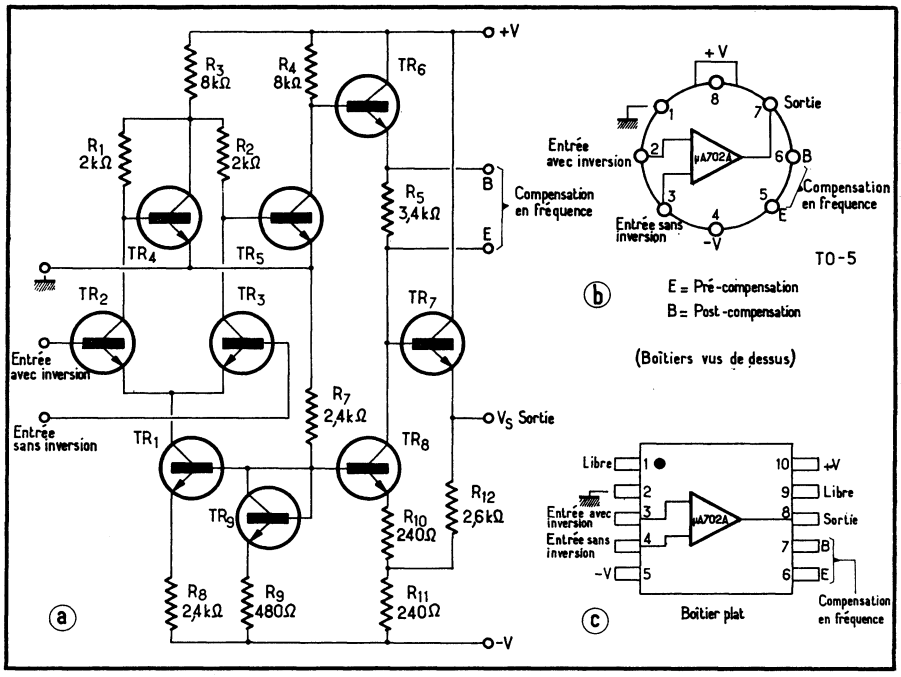


Fig. 5-13. — Schéma de l'amplificateur μA 702 A (a); sa représentation symbolique en boîtier TO-5 (b) et en boîtier plat (c).

Étage de sortie

Le gain en tension fourni par les étages précédents est désormais suffisant pour l'attaque de l'étage de sortie. Celle-ci s'effectue après un décalage de tension, car la sortie doit être capable de fournir des signaux tant en excursion positive qu'en excursion négative par rapport à la masse.

Pour ce faire, on recourt à un montage tel que celui décrit dans le chapitre consacré aux circuits élémentaires, sous le titre : « Décalage des tensions ». Ce montage permet d'éviter tant l'introduction de diodes Zener, toujours « bruyantes », que celle de transistors PNP.

Le transistor TR_6 constitue un étage intermédiaire de puissance. Il est alimenté par la source de courant, le transistor TR_8, et c'est la chute de tension aux bornes de la résistance R_5 qui crée la tension de décalage. Finalement apparaît l'étage de sortie TR_7, à charge d'émetteur.

La résistance R_{12}, du fait qu'elle retourne au circuit d'émetteur de TR_8, introduit une réaction (positive) qui permet d'accroître considérablement l'excursion de tension en sortie.

En fait, cet étage de sortie, outre qu'il permet d'obtenir des tensions positive et négative, fournit un gain d'environ 2,5. Son impédance d'entrée est de 200 kΩ, et le décalage en tension créé est de 5 V (tension continue). La résistance de sortie est de 200 Ω, et le signal de sortie est caractérisé par une excursion qui, crête à crête, atteint 1,8 fois la tension négative d'alimentation.

5.5.2. PERFORMANCES

Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques essentielles de l'amplificateur μA 702 A, pour deux séries de tensions d'alimentation. En fait, les valeurs de ces tensions ne sont pas impératives, de même que leur rapport, ici de 2 : 1, qui peut être modifié.

Caractéristiques principales de l'amplificateur μA 702 A

Tensions d'alimentation +V −V	+12 −6	+6 −3	V V
Tension de décalage à l'entrée	0,5	0,7	mV
Courant de décalage à l'entrée	0,18	0,12	μA
Courant de polarisation	2	1,2	μA
Résistance d'entrée	40	67	kΩ
Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée, de −55 à +125 °C, avec résistance de source = 50 Ω	2,5	3,5	μV/°C
Rapport de réjection en mode commun	95	95	dB
Gain en tension en boucle ouverte (à signaux forts)	3 600	900	—
Résistance d'entrée	200	300	Ω
Excursion de la tension de sortie	±5,3	±2,7	V
Consommation	80	17	mW
Rapport de réjection de la tension d'alimentation	75	75	μV/V

Tensions d'alimentation et excursion de sortie

L'excursion de sortie peut être accrue jusqu'à plus de ±7 V en augmentant la tension négative d'alimentation; au-delà de 70 % de la valeur de la tension positive d'alimentation [(−V) = 70 % (+V)], on ne gagne plus guère.

Pratiquement, le gain en tension et le courant moyen d'entrée (ou *courant de polarisation*) s'accroissent proportionnellement à la tension négative d'alimentation.

Effets de la température

La variation du gain en tension, en boucle ouverte, est indiquée dans la figure 5-14 en fonction de la température. D'autre part, et du fait que le gain en courant des transistors s'accroît avec la température, la résistance d'entrée augmente également, tandis que le courant moyen d'entrée diminue (fig. 5-15 *a* et *b*).

Fonction de transfert

La fonction de transfert du μA 702 A a été tracée (fig. 5-16) pour des tensions d'alimentation de +12 V et −6 V.

L'excursion de la tension de sortie, en valeurs crête à crête, dépend de la résistance de charge (fig. 5-17); on notera que le μA 702 A est symbolisé par un triangle dont les sorties correspondent à celles du boîtier TO-5.

La limitation de l'excursion négative est provoquée, essentiellement, par la résistance R_{12} de la figure 5-13; on peut donc accroître l'excursion négative en réduisant R_{12}, ce que l'on obtient en connectant une résistance R_1, extérieure à l'amplificateur (fig. 5-17), éventuellement reliée à une tension encore plus négative.

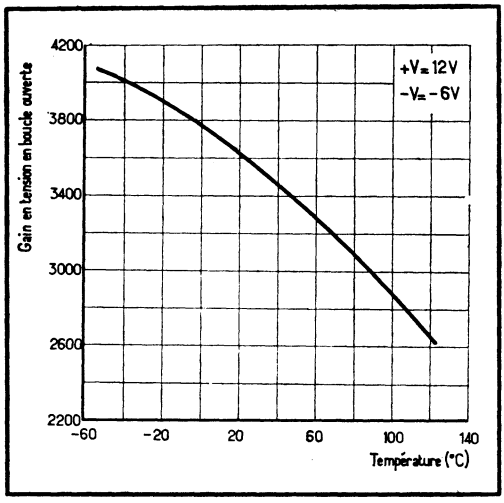


Fig. 5-14. (ci-contre) — Le gain en tension en boucle ouverte du μA 702 A est lié à la température.

Fig. 5-15. (ci-dessous) — La température agit également sur la résistance d'entrée de l'amplificateur (a), ainsi que sur son courant de polarisation (b).

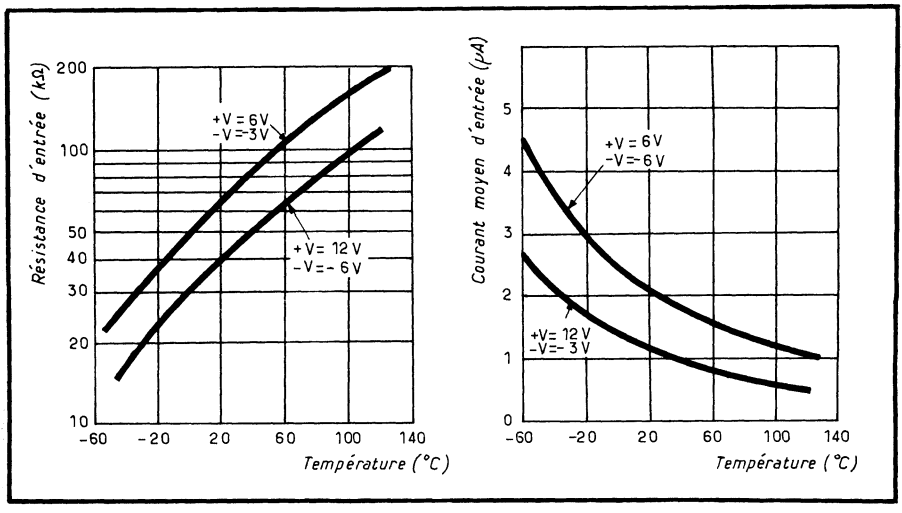


Fig. 5-16 (ci-contre). — Fonction de transfert du μA 702 A; R_1 représente la résistance de charge extérieure.

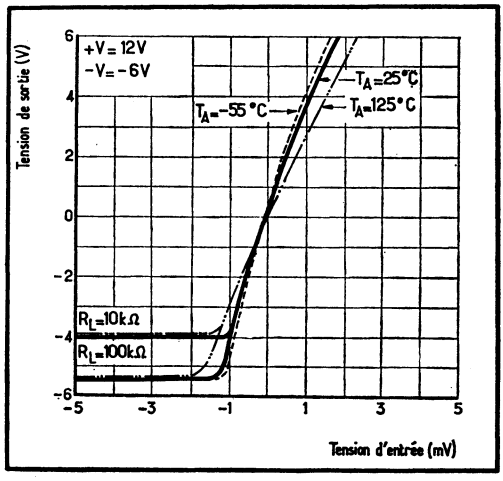
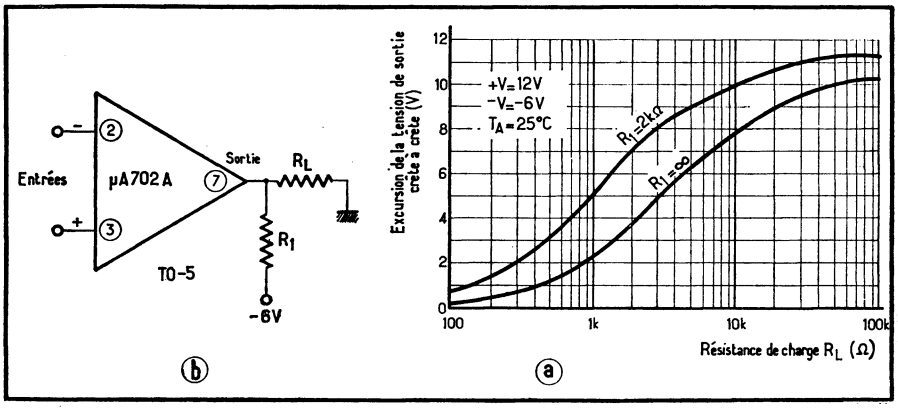


Fig. 5-17 (ci-dessous). — Excursion maximale de la tension de sortie, en fonction de la résistance de charge (a), pour deux valeurs différentes de la résistance additionnelle R_1, représentée dans le schéma (b).



L'impédance de sortie est, ainsi, relativement faible et des courants de sortie de crête, de l'ordre de 50 mA, peuvent être obtenus sans que le gain ou la tension de décalage à l'entrée en soient affectés.

Il faut cependant tenir compte du fait que, dans ce cas, l'efficacité du transistor TR_7 diminue, et qu'une réponse linéaire de l'amplificateur, en boucle ouverte, exige que le courant de sortie soit limité à 10 mA, ou moins.

Enfin, il est évident que l'excursion négative de la tension de sortie dépend également de la résistance de charge R_L ce que montrent bien les courbes qui précèdent.

Réponse de fréquence

Le gain de l'amplificateur, en fonction de la fréquence, est indiqué figure 5-18; la pente de cette courbe est d'environ 12 dB/octave à 7 MHz, en boucle ouverte. En boucle fermée, cette réponse en fréquence s'applatit, ce qui est évident (fig. 5-19).

Avec un tel montage, le gain est de 46 dB; cependant, la pointe qui apparaît vers les fréquences élevées, et qui atteint ici 6 dB, révèle que les déphasages sont déjà importants. Sans insister outre mesure sur ce point, indiquons que nous

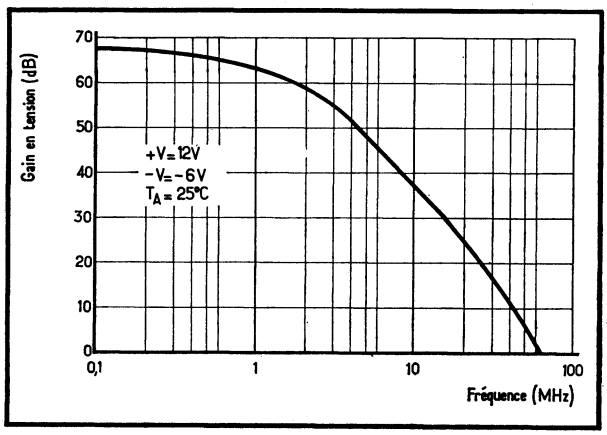


Fig. 5-18. — Réponse en fréquence du μA 702 A en boucle ouverte.

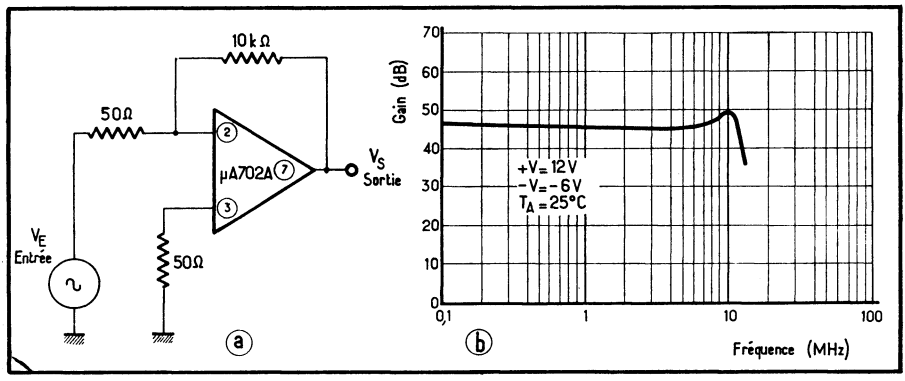


Fig. 5-19. —Montage d'essai (a) permettant de relever la réponse en fréquence de l'amplificateur (b), sans compensation et en boucle fermée.

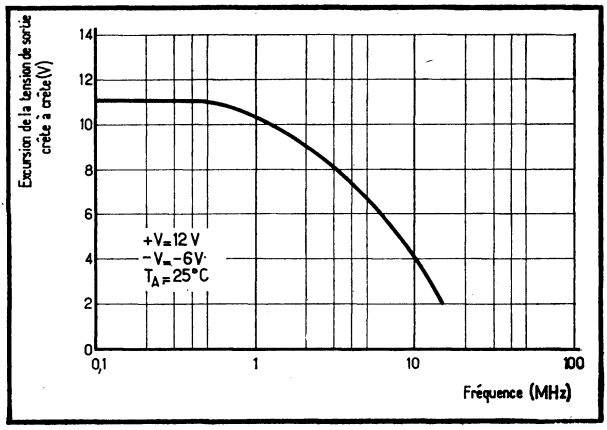


Fig. 5-20. — Excursion maximale de la tension de sortie en fonction de la fréquence.

traiterons ultérieurement des problèmes relatifs aux boucles ouverte et fermée et à la stabilisation du comportement en fréquence.

Il convient de noter, d'autre part, que l'excursion en tension, à la sortie, diminue lorsque l'on accroît la bande passante. Ce phénomène est illustré par la courbe de la figure 5-20.

5.6. A propos des étages d'entrée

Pour les étages d'entrée des amplificateurs différentiels cinq principes sont généralement retenus :

— le transistor normal, NPN, comme pour le 702;

— le montage Darlington classique. Le courant d'entrée reste de l'ordre de 5 à 10 nA, et l'offset est d'environ 10 mV pour une dérive de 10 μV/°C;

— l'entrée sur JFET, ou transistor à effet de champ à jonction. L'impédance d'entrée est bien plus élevée, ce qui réduit le courant d'entrée à une fraction de nanoampère (0,1 à 0,3 nA typiquement), mais l'offset et sa dérive sont supérieurs : 20 mV et 25 μV/°C, et le courant d'entrée double tous les 10 °C;

— le transistor super-bêta : c'est un transistor à gain très élevé, car l'épaisseur de la base a été réduite. Le gain est de l'ordre de 5 000, mais la tension de claquage collecteur-émetteur V_{CEO} est très faible : 4 V. Le courant d'entrée reste d'environ 5 nA et l'offset et sa dérive sont de 5 mV, 5 μV/°C et 10 pA/°C environ;

— l'entrée sur MOS, transistor plus « bruyant » que le JFET mais très intéressant également, ce que l'on examinera avec les amplificateurs opérationnels.

CHAPITRE 6

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Fondamentalement, l'amplificateur opérationnel est un amplificateur à courant continu, à grand gain et à grande impédance d'entrée.

Appliqué tout d'abord à la résolution d'opérations mathématiques (d'où son nom) : addition, soustraction, évaluation de moyennes, inversion, différentiation, intégration, etc., son emploi s'est généralisé à tous les domaines de l'électronique : génération et amplification de signaux, conversion, dispositifs à servomécanismes, etc.

Le présent chapitre lui est consacré. Le lecteur y trouvera définis ses caractéristiques, ses modes de fonctionnement et quelques-unes de ses applications typiques. Dans le chapitre suivant seront analysés quelques schémas types d'amplificateurs opérationnels à circuits intégrés.

6.1. Introduction à l'étude de l'amplificateur opérationnel

6.1.1. NOTIONS FONDAMENTALES

L'étude préalable de l'amplificateur opérationnel fait appel à un élément supposé parfait. En particulier, son gain en tension en boucle ouverte A est infini, son impédance d'entrée est infinie, et aucun signal de décalage ne se manifeste.

Reportons-nous à l'amplificateur opérationnel représenté dans la figure 6-1. L'entrée avec inversion est attaquée via une impédance Z_1 par un signal V_E; au point B, la tension est donc V_B. D'autre part, Z_{CR} est l'impédance de contre-réaction.

Puisque le gain est infini, il suffit d'une tension presque nulle, en B, pour que l'on obtienne la tension de sortie V_S maximale. En première approximation, on peut donc écrire que $V_B = 0$; il s'ensuit que :

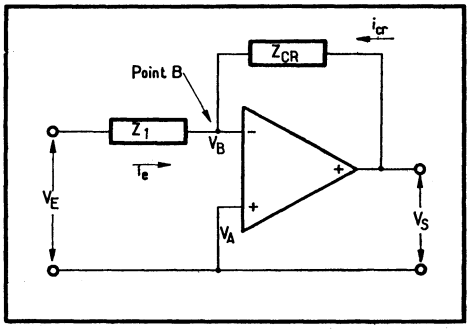


Fig. 6-1. — L'amplificateur opérationnel, pourvu de son impédance d'attaque Z_1 et de son impédance de contre-réaction Z_{CR}. Au point de sommation B, la somme des courants est nulle.

$$\frac{V_E}{Z_1} = -\frac{V_S}{Z_{CR}}$$

ou encore :

$$\frac{V_S}{V_E} = -\frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

Or, V_S/V_E représente *le gain en tension en boucle fermée* G de l'ensemble. On a donc :

$$G = -\frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

On voit que ce gain est lié uniquement au rapport des impédances; si celles-ci sont identiques, le gain en boucle fermée est égal à l'unité :

$$G = \frac{V_S}{V_E} = -\frac{Z_{CR}}{Z_1} = -1 \text{ (pour } Z_{CR} = Z_1)$$

le signe « moins » indiquant simplement que le signal a été inversé.

6.1.2. ERREUR DUE AU GAIN A NON INDÉFINI

Nous avons supposé que, en boucle ouverte, le gain en tension A était infini. Il n'en va malheureusement jamais ainsi, et force est bien d'en tenir compte pour écrire la formule du gain en boucle fermée qui devient :

$$G = \underbrace{-\frac{Z_{CR}}{Z_1}}_{\text{Gain de l'amplificateur idéal en boucle fermée}} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{Z_{CR}}{Z_1}\right)}}_{\text{Erreur due au gain en boucle ouverte, A, non infini}}$$

Si l'on pose :

$$1 + \frac{Z_{CR}}{Z_1} = \frac{1}{\beta}$$

on peut écrire que :

$$G = -\frac{Z_{CR}}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}}$$

Gain de l'amplificateur idéal en boucle fermée

Erreur due au gain non infini en boucle ouverte

Si Z_{CR} est beaucoup plus grand que Z_1, cette formule se simplifie et devient :

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_{CR}}$$

ou encore :

$$\frac{1}{\beta} = \frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

Or, ce même rapport définit le gain G de l'amplificateur idéal — au signe près. Donc :

$$\frac{1}{\beta} = G$$

Si l'on cherche, maintenant, à quoi est égal le rapport des gains en boucle ouverte (A) et en boucle fermée (G), on aboutit à :

$$\frac{A}{G} = A\beta$$

Pour cette raison, le coefficient β est généralement appelé *coefficient d'atténuation de contre-réaction*, tandis que le produit $A\beta$ est désigné par *gain de boucle* (fig. 6-2).

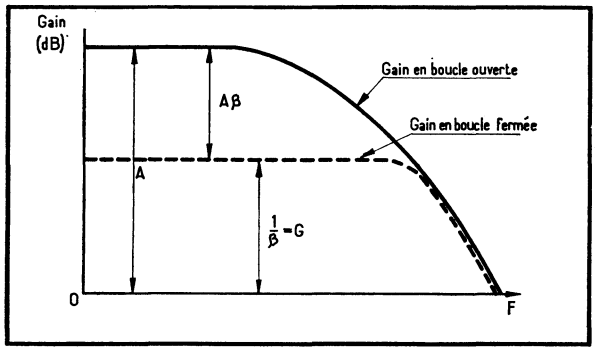


Fig. 6-2. — Le gain en boucle ouverte, A, est égal au produit du gain de boucle Aβ par 1/β dont l'inverse β, est appelé coefficient d'atténuation de contre-réaction.

Rappelons, à propos de cette figure, que des produits de *nombres* (ou des rapports) se traduisent par des additions (ou des soustractions) de décibels, *valeurs logarithmiques.*

Prenons un exemple, en nous référant au cas idéal. Soit un amplificateur de gain en boucle ouverte A = 100 000 (soit 100 dB). Pour que le gain en boucle fermée soit G = 1 000 (soit 60 dB), le gain de boucle doit être de $A\beta$ = 100 000/1 000 = 100 (soit 100 — 60 = 40 dB).

6.1.3. GAIN DE BOUCLE ET COEFFICIENT D'ATTÉNUATION DE CONTRE-RÉACTION

La valeur exacte du coefficient β (lorsque l'impédance d'entrée est très grande devant Z_1) est donc donnée, à partir de la formule de définition, par :

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_{CR} + Z_1}$$

Autrement dit, dans ce cas, β qui est l'inverse de G vaut β = 1/1 000, soit —60 dB. Puisque A = 100 000, le gain de boucle est bien de $A\beta$ = 100 000 (1/1 000) = 100, soit 100 dB — 60 dB = 40 dB.

6.1.4. CALCUL DU TAUX D'ERREUR

Nous avons vu que le gain réel en boucle fermée G, que nous appellerons maintenant G_r, est donné par :

$$G_r = -\frac{Z_{CR}}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}}$$

Le gain idéal, théorique (G_i) est :

$$G_i = -\frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

Le taux d'erreur ε (%) peut alors être calculé à partir de la relation :

$$\varepsilon(\%) = \frac{G_i - G_r}{G_i} 100$$

et l'on obtient, tous calculs élémentaires faits :

$$\varepsilon(\%) = \frac{100}{1 + A\beta}$$

On constate que le taux d'erreur est lié au gain de boucle et diminue quand la contre-réaction augmente. Lorsque $A\beta \gg 1$, on peut négliger 1, et si l'on se rappelle que

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{CR}}$$

on peut écrire que :

$$\varepsilon(\%) = \frac{100}{A\dfrac{Z_1}{Z_1 + Z_{CR}}}$$

Exemple de calcul

Soit un amplificateur de gain en boucle ouverte A = 1 000, d'impédance de source Z_1 = 1 000 Ω, d'impédance de contre-réaction Z_{CR} = 100 kΩ. Le taux d'erreur est alors :

$$\varepsilon(\%) \approx 10\ \%.$$

Vérifions qu'il en est bien ainsi. Le gain théorique, idéal, est de (en valeur absolue) :

$$G_i = \frac{Z_{CR}}{Z_1} = \frac{100000}{1000} = 100 \text{ (soit 40 dB)}$$

le coefficient β vaut alors :

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{CR}} \approx \frac{1}{100} \text{ (soit } -40 \text{ dB)}$$

et est donc bien égal à l'inverse du gain, ce à quoi il fallait s'attendre. Donc, le gain de boucle est :

$$A\beta = 1000\ \frac{1}{100} = 10 \text{ (soit 20 dB)}$$

et le gain réel :

$$G_r = \frac{Z_{CR}}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{1}{A\beta}} \approx 90$$

L'erreur est donc bien de :

$$\frac{100 - 90}{100} = 10\ \%$$

6.2. Les impédances caractéristiques de l'amplificateur opérationnel

6.2.1. IMPÉDANCE D'ENTRÉE DE MODE COMMUN

L'impédance d'entrée de mode commun Z_m (fig. 6-3) est l'impédance qui apparaît entre l'une des bornes d'entrée et le point commun.

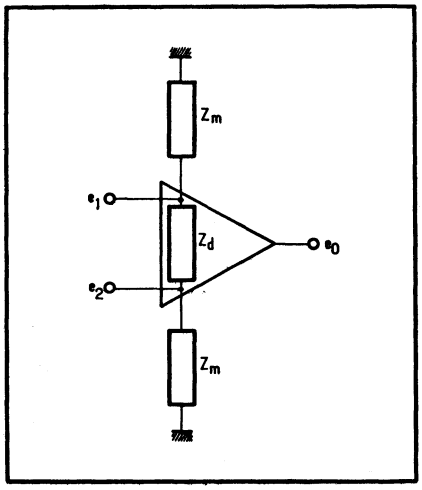


Fig. 6-3. — Les impédances d'entrée et l'amplificateur opérationnel : Z_d est l'impédance d'entrée différentielle, et Z_m celle dite de mode commun.

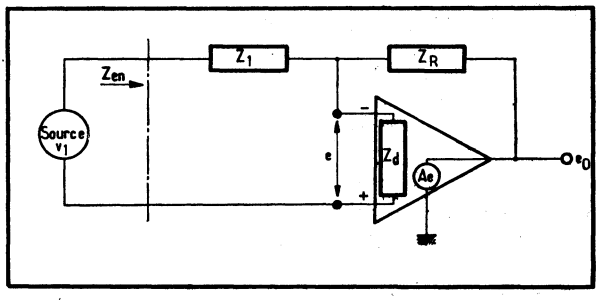


Fig. 6-4. — La source de tension voit, quant à elle, une impédance d'entrée complexe Z_{en}, qui peut souvent se ramener, en pratique, à $Z_{en} = Z_1$.

6.2.2. IMPÉDANCE D'ENTRÉE DIFFÉRENTIELLE

L'impédance d'entrée différentielle est l'impédance Z_d qui apparaît entre les deux entrées différentielles de l'amplificateur.

6.2.3. IMPÉDANCE D'ENTREÉ VUE PAR LA SOURCE

Si l'on se met à la place de la source, on « voit » apparaître un réseau complexe, d'impédance Z_{en}. Cette dernière vaut, selon la figure 6-4 où l'on a négligé Z_m dont la valeur est très grande, en pratique, et où A représente le gain de l'amplificateur en boucle ouverte :

$$Z_{en} = Z_1 + \frac{Z_d \cdot \frac{Z_R}{1-A}}{Z_d + \frac{Z_R}{1-A}}$$

Ordinairement, Z_d est bien supérieur à $Z_R/(1 - A)$; donc, l'expression précédente se réduit à :

$$Z_{en} \approx Z_1 + \frac{Z_R}{1 - A}$$

D'autre part, le gain A est, pratiquement, toujours très élevé, ce qui fait que le second terme apparaît négligeable. On a donc, pour les applications courantes et lors d'une attaque par l'entrée avec inversion :

$$Z_{en} \approx Z_1$$

6.2.4. IMPÉDANCE DE SORTIE VUE PAR LA CHARGE

De son côté, l'impédance de sortie Z_0 d'un amplificateur opérationnel n'est jamais nulle, et l'impédance de charge, Z_L, « voit » (fig. 6-5) :

$$Z_S = \frac{Z_0 (Z_R + Z_1)}{Z_0 + Z_R + Z_1 (1 - A)}$$

expression que l'on peut simplifier en tenant compte que $Z_1 (1 - A)$ est beaucoup plus grand que $(Z_0 + Z_R)$ et que, d'autre part, $-A$ est beaucoup plus grand que 1. On aboutit à :

$$Z_S = \frac{Z_0 \left(1 + \frac{Z_R}{Z_1}\right)}{A}$$

6.3. Le rapport de réjection de mode commun

Lorsque les entrées d'un amplificateur opérationnel sont attaquées simultanément par une même tension, dite de mode commun, V_m, la tension de sortie devrait être nulle.

Supposons, par exemple, que l'une des entrées reçoive un signal de 3 V, et la seconde, un signal de 3,001 V : l'amplificateur ne devrait prendre en considération que la différence entre ces deux tensions, soit 1 mV, et « rejeter » la valeur commune de 3 V.

Or, il n'en va malheureusement pas ainsi, et l'application d'une tension de mode commun aux entrées fait naître une tension à la sortie, appelée tension d'erreur V_ε. Il convient donc d'apprécier la faculté de l'amplificateur de « rejeter » les tensions de mode commun, ce qui nous amène à définir le *rapport de réjection de mode commun.*

Soit, donc, la tension V_m de mode commun appliquée aux entrées (fig. 6-6 *a*). La tension V_ε apparaît à la sortie; si A est le gain en tension en boucle ouverte, V_ε ramenée à l'entrée est égale à V/A. *On définit alors le rapport de réjection de mode commun comme le rapport entre la tension de mode commun et la tension d'erreur ramenée à l'entrée à laquelle elle donne naissance.*

Ce rapport de réjection de mode commun (RRMC) vaut donc :

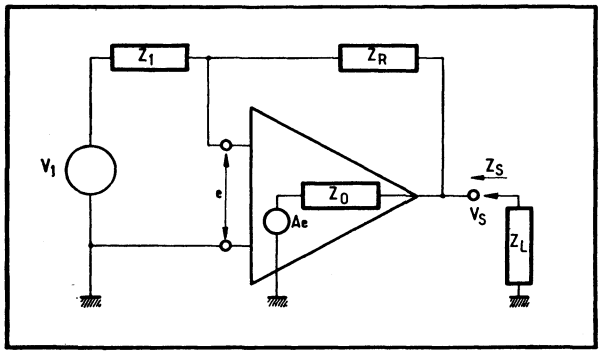


Fig. 6-5. — La charge Z_L « voit » également une impédance de sortie Z_S complexe.

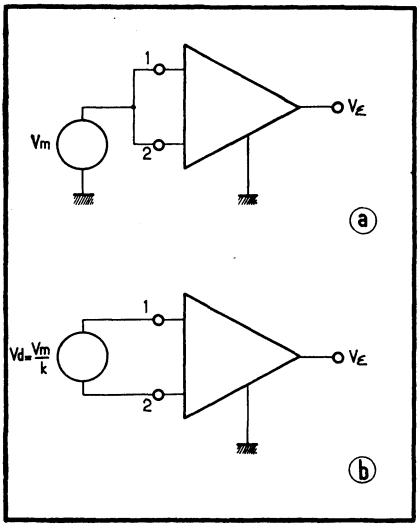


Fig. 6-6. — Attaqué en mode commun, l'amplificateur opérationnel fournit une tension de sortie non nulle, appelée tension d'erreur (a). Le rapport entre la tension de mode commun V_m et la tension d'entrée différentielle V_d qui fournit une même tension de sortie définit alors le rapport de réjection de mode commun (RRMC).

$$\text{RRMC} = \frac{V_m}{V\varepsilon/A} = \frac{V_m \cdot A}{V\varepsilon}$$

On l'exprime souvent en décibels :

$$\text{RRMC (dB)} = 20 \log_{10} \text{RRMC}$$

Une autre façon d'apprécier le RRMC consiste, après avoir appliqué aux entrées une tension de mode commun V_m et relevé la tension d'erreur V_ε à la sortie, à attaquer les entrées en différentiel avec une tension V_d telle que la tension de sortie V_S soit égale à V_ε précédente (fig. 6-6 *b*).

Il est évident que, si l'on établit le rapport V_m/V_d, on obtient un coefficient k qui est précisément le rapport de réjection de mode commun :

$$\frac{V_m}{V_d} = k = \text{RRMC}$$

6.3.1. IMPORTANCE DU RRMC. EXEMPLE

Pour juger de l'importance du RRMC, prenons un exemple (fig. 6-7). Soit les tensions $V_1 = 1{,}00001$ V et $V_2 = 1$ V appliquées aux entrées différentielles d'un amplificateur de gain $A = 50\,000$, et de RRMC $= 100\,000$.

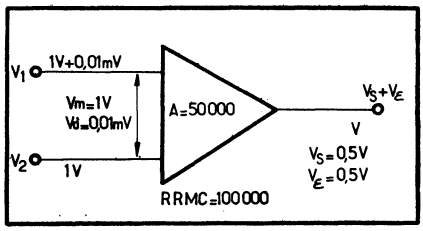


Fig. 6-7. — Cet exemple permet d'apprécier l'importance que présente le rapport de réjection de mode commun d'un amplificateur opérationnel.

La tension de sortie normale, due à la tension différentielle de 0,01 mV multipliée par le gain, est de $V_S = 0{,}5$ V. Puisque, par définition, le RRMC est donné par : $\text{RRMC} = V_m \cdot A/V_\varepsilon$, on peut calculer la tension d'erreur V_ε qui apparaît à la sortie :

$$V\varepsilon = \frac{V_m \cdot A}{\text{RRMC}} = \frac{1 \cdot 50000}{100000} = 0{,}5 \text{ V}$$

Ainsi, la tension d'erreur est, dans ce cas, égale à la tension utile! Il est vrai que nous avons pris là, un RRMC relativement faible. En pratique, le RRMC devra être supérieur d'environ 20 dB au gain en tension en boucle ouverte.

On remarquera que l'on peut également appliquer, ici, notre seconde définition du RRMC : le rapport entre la tension de mode commun V_m et la tension différentielle V_d qui produit la même tension d'erreur V_ε. Dans le cas choisi, la tension différentielle est de 0,01 mV pour une tension de mode commun $V_m = 1$ V. On retrouve bien, alors :

$$\text{RRMC} = \frac{V_m}{V_d} = \frac{1}{10^{-5}} = 100000$$

6.4. Gain de mode commun. Gain différentiel

Le gain en tension en boucle ouverte est parfois appelé le *gain différentiel en tension*, en boucle ouverte. Il répond à la définition fondamentale : tension de sortie sur tension différentielle d'entrée soit, en se référant à l'exemple précédent :

$$A_d = \frac{0{,}5 \text{ V}}{0{,}01 \cdot 10^{-3} \text{ V}} = 50\,000$$

Mais on pourrait également définir, de la même façon, le *gain en tension en mode commun*, en boucle ouverte. Si une tension d'entrée de mode commun V_m provoque l'apparition d'une tension d'erreur V_ε à la sortie, le gain en tension en mode commun A_m est :

$$A_m = \frac{V\varepsilon}{V_m}$$

soit, en reprenant le même exemple :

$$A_m = 0{,}5/1 = 0{,}5$$

Appliquons maintenant la définition fondamentale du RRMC en notant que cette fois, il s'agit bien du gain différentiel en tension A_d :

$$\text{RRMC} = \frac{V_m \cdot A_d}{V\varepsilon}$$

or, nous venons d'écrire que le gain en mode commun est égal à : $A_m = V_\varepsilon/V_m$; on peut donc poser :

$$\text{RRMC} = \frac{A_d}{A_m}$$

En nous référant au même exemple, nous voyons en effet que :

$$\text{RRMC} = \frac{A_d}{A_m}\frac{50000}{0{,}5} = 100000$$

6.5. Réponse en fréquence

L'une des conditions de stabilité des amplificateurs à contre-réaction est que la vitesse de variation du gain en fonction de la fréquence — en particulier, autour de la fréquence à laquelle le gain est égal à l'unité — soit inférieure à 12 dB par octave.

Pour garantir la parfaite stabilité des amplificateurs opérationnels en boucle fermée, l'usage veut que leur courbe de réponse décroisse alors de 6 dB par octave (ce thème fait l'objet d'un chapitre ultérieur).

Une telle courbe typique est donnée figure 6-8. Du courant continu à une fréquence f_A, le gain en tension en boucle ouverte est linéaire; à partir de f_A, il s'atténue de 6 dB/octave (soit 20 dB/décade), et tombe à 1 (0 dB) à la fréquence f_t, dite *fréquence de coupure au gain unité.*

Le produit *gain par bande passante* reste alors constant et égal à la fréquence de coupure au gain unité (toujours théoriquement), de f_A à f_t.

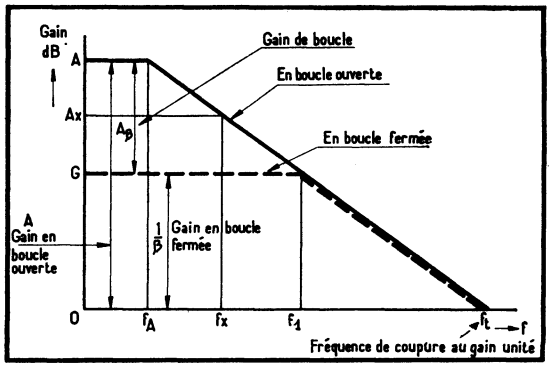


Fig. 6-8. — Courbes de réponse typiques d'un amplificateur opérationnel donnant le gain en fonction de la fréquence, en boucle ouverte et en boucle fermée.

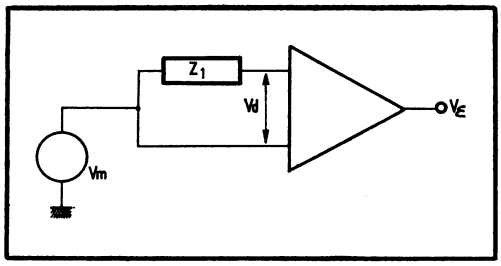


Fig. 6-9. — Lorsque l'attaque des entrées s'effectue à travers des impédances non équilibrées, une tension d'erreur de mode commun prend naissance. En effet, une tension de mode commun appliquée aux entrées se traduit, en réalité, par l'apparition d'une tension différentielle V_d.

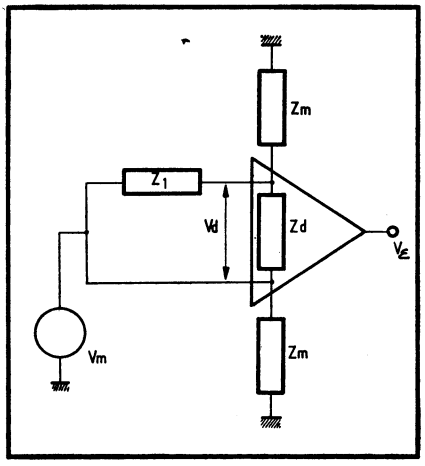


Fig. 6-10. — Pour calculer la tension d'erreur de mode commun due à un déséquilibre des impédances d'attaque, il faut tenir compte des impédances d'entrée de l'amplificateur.

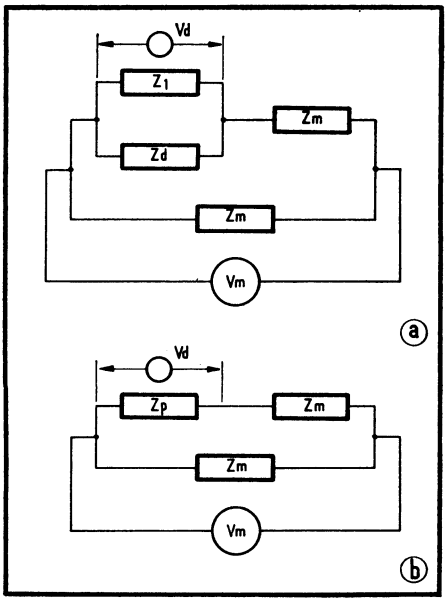


Fig. 6-11. — Réseau équivalent à l'entrée de l'amplificateur de la figure précédente (a); Z_p résulte de la mise en parallèle de Z_1 et de Z_d et vaut :
$$Z_p = Z_1 \cdot Z_d/(Z_1 + Z_d) \quad \textbf{(b)}$$

Lorsque l'amplificateur est pourvu de son réseau de contre-réaction, son gain diminue évidemment, mais sa plage de réponse linéaire en fréquence s'accroît, comme le montre la courbe en pointillé de la même figure. En effet, le gain reste disponible sur une plus large gamme de fréquence avant de rejoindre la pente à 6 dB/octave.

Le produit du gain de boucle ($A\beta$) par le gain en boucle fermée, égal à $1/\beta$, donc à l'inverse du coefficient d'atténuation de contre-réaction, donne bien A, le gain en boucle ouverte.

La bande passante est très souvent définie, non pas par la fréquence de coupure au gain unité, mais en se référant à la fréquence à laquelle le gain a décru de 3 dB; on appelle celle-ci : *bande passante à —3 dB.*

SLEW-RATE

Comme pour l'amplificateur différentiel, le slew-rate traduit la pente maximale de la tension à la sortie.

Généralement, cette vitesse de variation s'exprime en *volts par microseconde*, mais on pourrait encore l'apprécier en indiquant, tout simplement, le temps de montée du signal, de 10 à 90 %. Le plus souvent, sa mesure s'effectue à l'aide d'un oscilloscope.

6.6. Causes diverses d'erreur

6.6.1. ERREUR DUE AU DÉSÉQUILIBRE DES IMPÉDANCES DE SOURCE

Lorsque les entrées d'un amplificateur opérationnel ne sont pas attaquées à travers des résistances de source identiques, une tension d'erreur apparaît à la sortie. Cette tension d'erreur peut être ramenée à une erreur de mode commun.

En effet, supposons que l'on applique une tension de mode commun V_m à un amplificateur, directement pour l'une des entrées, à travers une impédance Z_1 pour l'autre (fig. 6-9).

Le courant, à chaque entrée, étant identique, il est évident que la chute de tension due à Z_1 sera à l'origine d'un déséquilibre, V_d, qui peut rapidement prendre des valeurs importantes.

Pour étudier de plus près ce phénomène, il faut tenir compte des impédances d'entrée différentielle Z_d et de mode commun Z_m (fig. 6-10). Pour calculer la tension d'erreur V_d, mettons en évidence le réseau d'entrée équivalent (fig. 6-11 *a*). Si l'on appelle Z_p la résistance équivalente à l'ensemble parallèle $Z_1//Z_d$ (fig. 6-11 *b*), on a :

$$V_d = \frac{V_m \cdot Z_m}{Z_p + Z_m}$$

Cette tension V_d apparaît donc comme une tension d'erreur. C'est pourquoi il est nécessaire d'équilibrer les impédances d'entrée pour réduire, autant que faire se peut, les tensions de décalage.

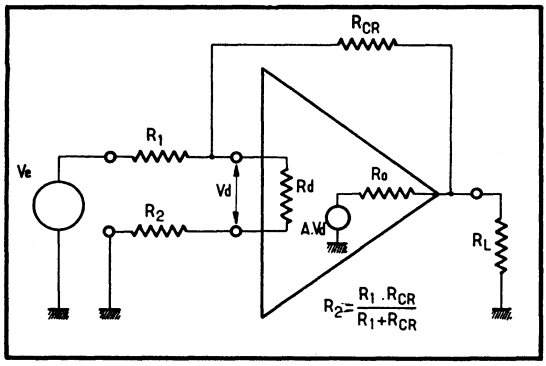


Fig. 6-12. — Si l'amplificateur, en boucle fermée, est attaqué sur l'entrée avec inversion, le déséquilibre est minimal lorsque la borne sans inversion est reliée à la masse à travers une résistance égale à $R_1 R_{CR}/(R_1 + R_{CR})$

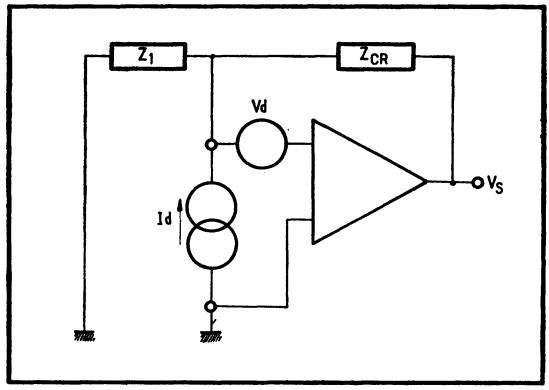


Fig. 6-13. — Une éventuelle dérive peut être considérée comme due à deux sources, souvent indépendantes, de courant et de tension appliquées aux entrées.

Ainsi, si l'amplificateur est attaqué sur son entrée avec inversion et s'il travaille en boucle fermée (fig. 6-12), le meilleur équilibre est obtenu en reliant la borne d'entrée sans inversion à la masse à travers une résistance R_2 équivalente à l'ensemble R_1 et R_{CR} en parallèle, soit :

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{CR}}{R_1 + R_{CR}}$$

formule où l'on a négligé Z_m, de valeur très élevée.

6.6.2. TENSIONS ET COURANT DE DÉCALAGE « OFFSETS » DÉRIVES

Des tensions et courant de décalage se manifestent également avec les amplificateurs opérationnels : nous avons vu leurs définitions en étudiant les montages différentiels. Ce sont, ici, rigoureusement les mêmes qu'il faut appliquer.

6.6.3. BRUIT

Comme tout ensemble électronique, l'amplificateur opérationnel se comporte également comme un générateur de bruit. Il s'agit là d'un problème particulier qui fera l'objet d'un développement spécial dans le chapitre consacré aux mesures.

6.6.4. RÉJECTION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

Une variation de la tension d'alimentation, positive ou négative, produit une variation de la tension de décalage à l'entrée.

Si ΔV_d est la variation de la tension de décalage et ΔV_A la variation de la tension d'alimentation qui l'a provoquée, on appréciera cet effet en faisant le rapport :

$$\frac{\Delta V_d \text{ (en microvolts)}}{\Delta V_A \text{ (en volts)}}$$

et l'on dira que la tension de décalage varie de n microvolts par volt de variation de la tension d'alimentation (n μV/V).

Mais on peut également définir un *rapport de réjection de la tension d'alimentation* (RRTA) qui fait le pendant du rapport de réjection de mode commun :

$$\text{RRTA} = \frac{\Delta V_A}{\Delta V_d}$$

et qui peut également s'exprimer en décibels :

$$\text{RRTA (dB)} = 20 \log_{10} \text{RRTA}$$

Ainsi, une variation de la tension de décalage de 25 μV pour un volt de la tension d'alimentation — soit 25 μV/V de dérive —, cas de l'amplificateur μA 709, donne un RRTA :

$$\text{RRTA} = \frac{1}{25 \cdot 10^{-6}} = 40000$$

Il est classique d'apprécier cette dérive pour, au maximum, ± 10 % des tensions d'alimentation.

6.7. Quelques applications typiques des amplificateurs opérationnels

Tout d'abord utilisés dans le calcul analogique, les amplificateurs opérationnels ont, par la suite, trouvé de nombreuses applications dans les systèmes de commande automatique, ainsi qu'en instrumentation et en mesure.

En particulier, les montages suivants apparaissent très fréquemment; pour en étudier le principe, nous allons nous référer à des amplificateurs opérationnels parfaits.

6.7.1. CIRCUIT INVERSEUR A GAIN UNITÉ

Nous avons vu que, pour réaliser un montage inverseur à gain égal à un, il suffit de rendre identiques les impédances d'attaque et de contre-réaction (fig. 6-14). En effet, à ce moment, on a :

$$V_S = -V_E \frac{Z_{CR}}{Z_1} = -V_E$$

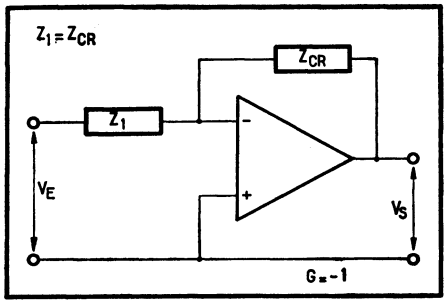


Fig. 6-14. — Lorsque les impédances de contre-réaction et d'attaque sont égales, l'amplificateur opérationnel remplit une fonction d'inverseur à gain égal à l'unité.

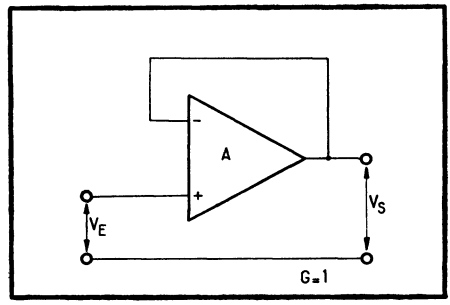


Fig. 6-15. — Principe d'un montage suiveur caractérisé par un gain unité. Ce montage est fréquemment employé en adaptateur d'impédance.

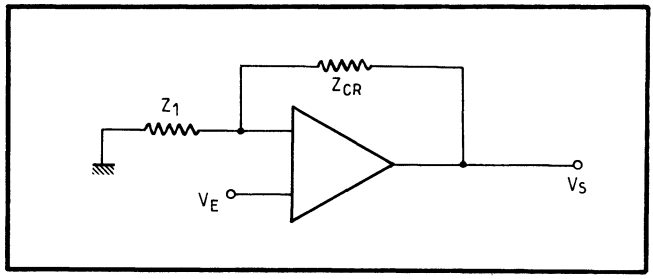


Fig. 6-16. — Montage d'un amplificateur non inverseur.

Très souvent, Z_{CR} et Z_1 sont de simples résistances parfaitement appariées. Mais elles peuvent également être constituées par des réseaux linéaires ou non, des capacités, etc., ce qui permet d'obtenir des fonctions très différentes, comme nous allons le voir.

6.7.2. AMPLIFICATEUR INVERSEUR

Si, par contre, Z_{CR} est différent de Z_1, le rapport Z_{CR}/Z_1 donne le gain du montage.

On a alors :

$$\text{Gain} = -\frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

$$\text{Impédance d'entrée} \approx Z_1$$

Pour éviter tout offset indésirable, il convient de monter en série avec l'entrée directe une résistance R_d égale à la valeur de $Z_{CR}//Z_1$, soit :

$$R_d = \frac{Z_{CR} Z_1}{Z_{CR} + Z_1}$$

6.7.3. MONTAGE SUIVEUR (TRANSFORMATEUR D'IMPÉDANCE)

Le circuit de la figure 6-15 permet d'obtenir un signal de sortie rigoureusement égal au signal d'entrée, sans inversion de phase.

En effet, le gain en est donné, en première approximation, par :

$$\frac{V_S}{V_E} \approx 1 - \frac{1}{A}$$

or A, le gain en boucle ouverte, est très grand. Donc,

$$\frac{V_S}{V_E} = G \approx 1$$

Ce circuit présente une grande impédance d'entrée; en effet, la source « voit » apparaître la résistance d'entrée de mode commun de l'amplificateur, laquelle est généralement très élevée.

Le montage suiveur s'applique donc à la détection des signaux de faible énergie ou provenant de sources à grande impédance interne, car il agit en transformateur d'impédance, ou sert à isoler et séparer divers circuits.

6.7.4. AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR

Si le signal à amplifier est appliqué à l'entrée directe, il se retrouve sans inversion de phase à la sortie (fig. 6-16). Dans ce cas, la tension de sortie V_S est donnée par :

$$V_S = V_E \frac{Z_1 + Z_{CR}}{Z_1}$$

Si Z_{CR} est égale à zéro, on a :

$$V_S = V_E \quad (\text{pour } Z_{CR} = 0)$$

C'est donc un montage suiveur de tension.

L'impédance d'entrée de ce montage est très élevée, bien supérieure à l'impédance d'entrée en mode commun. C'est en réalité cette dernière qui servira à l'évaluer.

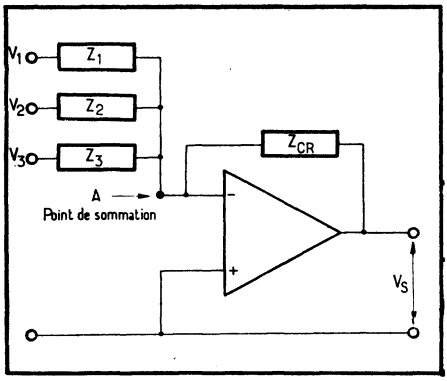


Fig. 6-17. — Les trois tensions appliquées à l'entrée avec inversion sont, ici, additionnées pour fournir la tension de sortie V_S; on a $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_{CR}$.

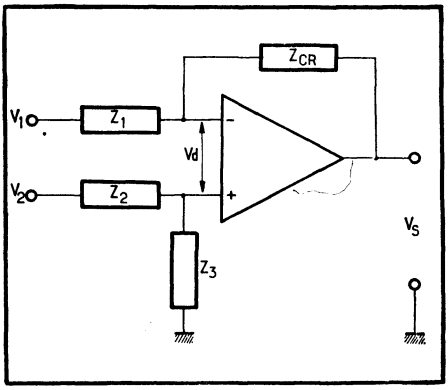


Fig. 6-18. — Montage soustracteur. Il utilise tout simplement les propriétés d'un montage à entrées différentielles.

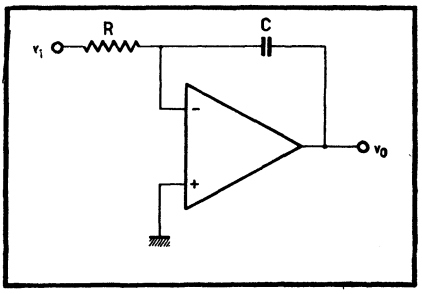


Fig. 6-19. — Principe d'un montage intégrateur. L'impédance de contre-réaction est, ici un condensateur qui pilote l'intégration.

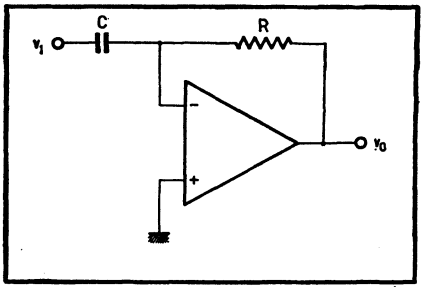


Fig. 6-20. — Principe d'un montage différentiateur. Le condensateur de la figure précédente se trouve maintenant en série avec la borne d'entrée.

6.7.5. ADDITIONNEUR INVERSEUR

Soit à additionner trois tensions V_1, V_2 et V_3 de la figure 6-17. Puisqu'au point de sommation A, la tension est forcément nulle (ou peut être considérée comme telle), on peut écrire que la somme des courants arrivant en A est égale à la somme des courants qui en partent :

$$\frac{V_1}{Z_1} + \frac{V_2}{Z_2} + \frac{V_3}{Z_3} = -\frac{V_S}{Z_{CR}}$$

Rappelons, en effet, que nous considérons ici un amplificateur opérationnel idéal. Donc, si l'on fait :

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_{CR},$$

on trouve bien :

$$-V_S = V_1 + V_2 + V_3$$

Il n'est nullement besoin de se limiter à trois tensions d'entrée, bien entendu.

6.7.6. SOUSTRACTEUR

Il est très facile d'effectuer une soustraction avec un amplificateur opérationnel à entrées différentielles : il suffit d'appliquer chacun des signaux V_1 et V_2 aux entrées respectives (fig. 6-18).

En effet, l'amplificateur ne prend en considération que la seule tension différentielle. Le gain étant déterminé par le rapport de l'impédance de contre-réaction à l'impédance série, on a :

$$V_S = V_2 \frac{Z_3}{Z_2} - V_1 \frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

Si $Z_3 = Z_2 = Z_{CR} = Z_1$, la tension de sortie devient :

$$V_S = V_2 - V_1$$

6.7.7. INTÉGRATEUR

Le montage intégrateur le plus simple est représenté figure 6-19. Puisque l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est infinie, tout le courant qui traverse R doit nécessairement traverser C. Il en résulte l'équation suivante :

$$-C \frac{dv_0}{dt} = \frac{v_1}{R}$$

et, par conséquent :

$$v_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_1(t) \cdot dt.$$

La constante de temps de l'intégration, τ, est donnée par :

$$\tau = RC$$

6.7.8. DIFFÉRENTIATEUR

Le fait d'intervertir R et C mène à un montage non plus intégrateur, mais différentiateur, dont le schéma de principe est donné figure 6-20. La tension de sortie est alors :

$$v_0 = RC \cdot \frac{dv_1}{dt}$$

6.8. Compensation en fréquence

6.8.1. NÉCESSITÉ D'ASSURER LA STABILITÉ

On applique généralement à l'entrée avec inversion des amplificateurs une tension de contre-réaction dont la phase n'est malheureusement pas constante : elle varie avec la fréquence.

C'est là un phénomène bien connu, et l'on sait que, si à une fréquence f le déphasage atteint 180° et si, à cette fréquence, le gain est encore supérieur à l'unité, l'amplificateur devient instable. En effet, la contre-réaction s'est transformée en réaction (positive).

Ainsi, la réponse en fréquence de l'amplificateur opérationnel *Signetics* SE 516, en boucle ouverte, et sans compensation, est donnée figure 6-21. Cet élément est un amplificateur à entrées et sorties différentielles.

On remarque que la courbe peut être assimilée à des segments de droites dont la pente est successivement de 0 dB/octave, de 6 dB/octave, de 12 dB/octave, puis de 18 dB/octave. Ces segments se coupent à des fréquences f_1, f_2 et f_3 appelées *fréquences de coupure de la pente*, ici approximativement égales à 0,4 MHz, puis 2,7 MHz et enfin 8 MHz.

Or, le gain d'un amplificateur soumis à une contre-réaction est donné par la formule classique :

$$G = \frac{A(\omega)}{1 + A(\omega) \cdot \beta(\omega)}$$

où A et β sont des grandeurs complexes, avec :

$A(\omega)$ = gain de l'amplificateur en boucle ouverte;
$\beta(\omega)$ = taux de contre-réaction;
ω = pulsation correspondant à une fréquence f;
G = gain en boucle fermée.

On voit de suite que le circuit entre en oscillation si, pour la pulsation ω à laquelle la phase du produit $A(\omega) \cdot \beta(\omega)$ devient égale à 180°, le module $|A(\omega) \cdot \beta(\omega)|$ est supérieur à 1.

D'autre part, la phase du gain en boucle ouverte est liée à la vitesse de décroissance de ce gain avec la fréquence; ainsi, on a approximativement :

$$\varphi = \frac{\pi}{12} \cdot \left(\frac{dA}{df}\right)$$

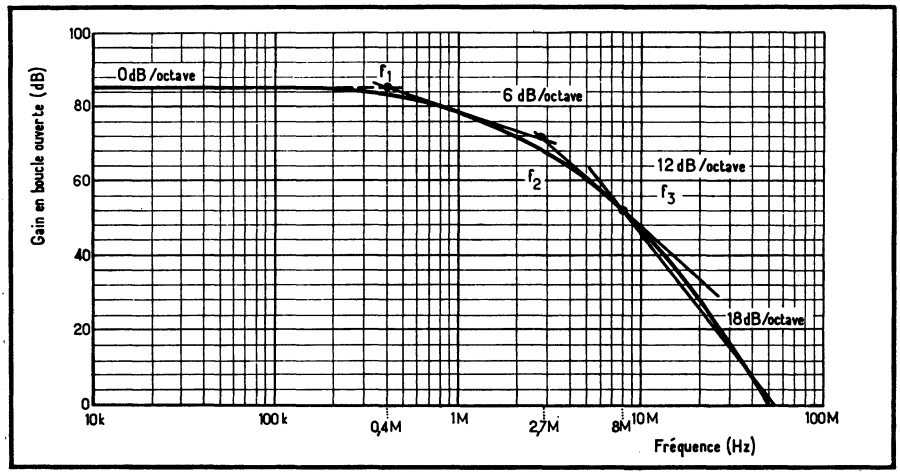


Fig. 6-21. — Courbe de réponse, en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel type.

avec :

φ = phase du gain en boucle ouverte, en radians;
dA/df = pente de la courbe, en décibels par octave.

Avec une pente de 6 dB par octave, on trouve :

$$\varphi \text{ (6 dB/octave)} = \frac{\pi}{12} \cdot 6 = \frac{\pi}{2} \text{ radians} = 90°$$

et avec 12 dB par octave :

$$\varphi \text{ (12 dB/octave)} = \pi = 180°$$

Pour obtenir un fonctionnement parfaitement stable, il faut donc modifier la courbe de réponse de telle façon que la condition $|A(\omega) \cdot \beta(\omega)| < 1$ soit respectée lorsque la phase de ce produit atteint 180°, donc *obtenir que la pente soit inférieure à 12 dB/octave jusqu'à la fréquence à laquelle le gain est égal à l'unité.*

Suroscillation. — Marge de phase

Considérons le déphasage φ lorsque $|A(\omega) \cdot \beta(\omega)| = 1$. On appelle la *marge de phase m* (φ) le complément à 180° de φ, soit

$$m(\varphi) = 180° - \varphi$$

Par exemple, si la décroissance du gain est de 6 dB/octave, le déphasage est limité à 90° et la marge de phase est également de 90°. Or, on constate que lorsque la marge de phase diminue (donc, lorsque le déphasage augmente), la courbe de réponse en boucle fermée présente une pointe à la fréquence pour laquelle $|A(\omega) \cdot \beta(\omega)| = 1$ (fig. 6-22).

Pour maintenir dans des valeurs raisonnables cette suroscillation, il convient de conserver une marge de phase de 45°, soit une pente de 9 dB/octave au maximum.

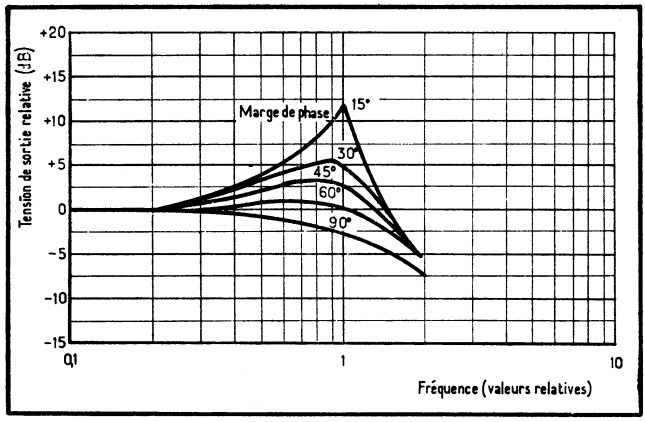


Fig. 6-22. — Suroscillation en fonction de la marge de phase, pour des fréquences en valeur relative à $|A(\omega)\beta \cdot (\omega)| = 1$.

6.8.2. PRINCIPE DE LA COMPENSATION EN FRÉQUENCE

On peut conclure de ce qui précède qu'il faut, pour assurer la stabilité d'un amplificateur :

— *soit limiter le taux de contre-réaction ;*

— *soit limiter le gain* ;

— *soit, encore, corriger l'amplificateur* afin de réduire les déphasages.

Pratiquement, on souhaite pouvoir appliquer à un amplificateur un taux quelconque de contre-réaction sans risque d'instabilité. C'est pourquoi l'on recourt plutôt à la seconde méthode, en atténuant le gain à l'aide d'un réseau de compensation. Cette méthode est communément désignée par le terme de *post-compensation* (ou de *lag compensation*, par les Américains).

La troisième méthode, qui consiste à corriger autant que possible les déphasages, méne à un accroissement de la bande passante. C'est la méthode qui permettrait, d'une façon plus imagée, de prévenir plutôt que de guérir : elle est appelée *pré-compensation* (ou *lead compensation*).

Souvent, d'ailleurs, ces deux dernières méthodes peuvent être appliquées simultanément.

Compensation simple

Reprenons maintenant l'exemple de l'amplificateur SE 516. La manière la plus courante et la plus simple pour assurer sa stabilité consiste à lui conférer une courbe de réponse linéaire, décroissant de 6 dB/octave jusqu'à un déphasage maximal de 90°. Or, nous avons vu que ce déphasage a lieu pour une fréquence de coupure $f_2 = 2{,}7$ MHz.

Si l'on procède ainsi, la nouvelle fréquence de coupure f_1 sera calculée en divisant f_2 par le gain en boucle ouverte :

$$f_1 = 2{,}7 \cdot 10^6/18\,000 = 150 \text{ Hz}$$

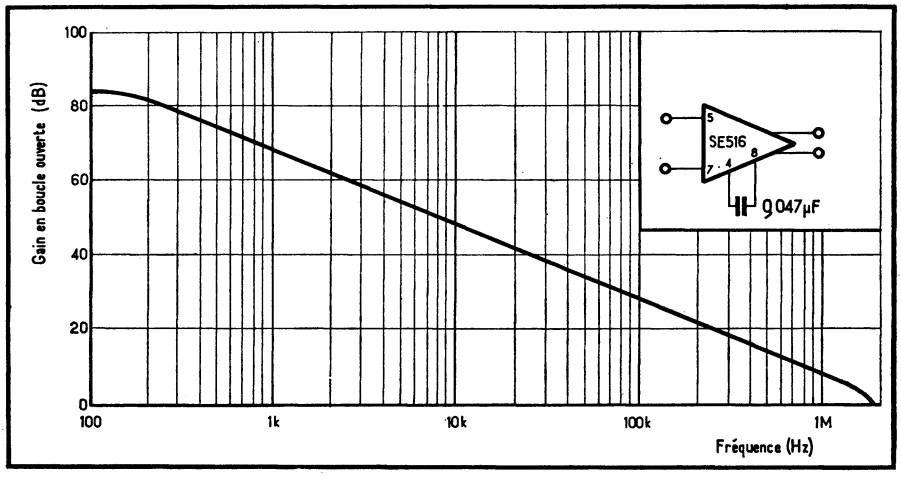


Fig. 6-23. — Le réseau de compensation le plus simple est constitué par un unique condensateur; la courbe de réponse est alors linéaire, mais la bande passante est fortement réduite.

On s'arrange alors pour que le gain en boucle ouverte chute de 3 dB à cette fréquence, en connectant un simple condensateur C entre les bornes 4 et 8 de « compensation en fréquence » prévues à cet effet.

Or, ce condensateur vient en parallèle sur les résistances de charge internes au circuit et, vue des sorties (4) et (8), l'impédance interne est d'environ 25 kΩ. Pour obtenir une chute de 3 dB, il suffit alors de faire C $\approx$ 25 kΩ à 150 Hz, soit :

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot Z_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 25 \cdot 10^3} \simeq 43\,\text{nF}$$

La valeur normalisée de 47 nF a donc été adoptée. Ainsi compensé, l'amplificateur convient à toutes les applications qui n'exigent qu'une faible bande passante : amplification de tensions continues, transformation d'impédance... (fig. 6-23).

En boucle fermée, on obtient les courbes de réponse de la figure 6-24 selon le montage indiqué en médaillon.

Bande passante optimisée

La méthode précédente, fondée sur la seule utilisation d'un condensateur a le grave inconvénient de limiter sérieusement la bande passante.

En effet, le déphasage atteignant 180° à f_3 = 8 MHz, il semble plus rationnel d'exploiter toute la bande passante disponible en modelant la courbe de réponse de façon que sa pente soit inférieure à 12 dB/octave lorsque $|A(\omega) \cdot \beta(\omega)| = 1$.

Pour ce faire, on ajoute au condensateur de compensation une résistance série; le calcul de leurs valeurs respectives peut s'effectuer par la méthode graphique suivante.

Reprenons la courbe typique du SE 516 (fig. 6-25) et traçons la verticale qui passe par la fréquence f_2 = 2,7 MHz. Par les points d'intersection de cette droite avec les valeurs de gain souhaitées en boucle fermée (et en très basse fréquence), on fait partir des droites de pente = −6 dB/octave; elles coupent la courbe de

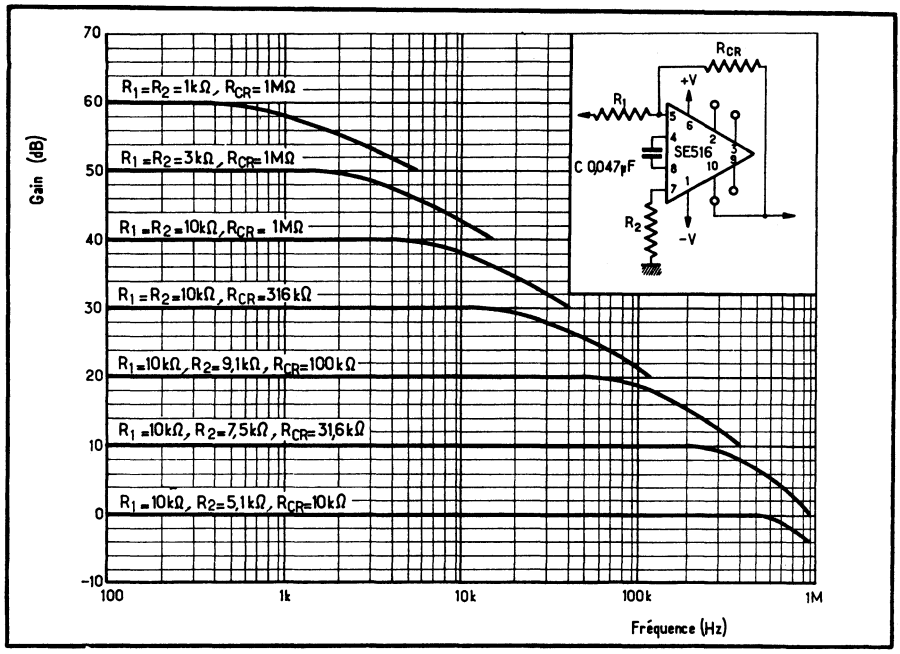


Fig. 6-24. — Courbes de réponse en boucle fermée pour diverses impédances d'entrée et de contre-réaction, avec réseau de compensation réduit à un condensateur C = 0,047 µF.

réponse en boucle ouverte en des lieux qui déterminent la première fréquence de coupure f_1.

Cette fréquence permet de calculer la valeur du condensateur comme précédemment, en faisant :

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot Z_C}$$

avec, ici, $Z_C = 25\ k\Omega$. La résistance série atténue son effet aux fréquences élevées et sa valeur est, à son tour, calculée par :

$$R = 25000 \cdot \frac{G}{A} \simeq 1{,}3\,G$$

où A est le gain en boucle ouverte, égal à 18 000, et
G, le gain en boucle fermée.

Cette méthode de principe peut se transposer à bon nombre d'amplificateurs intégrés, mais elle n'est malheureusement pas générale et devra être adaptée aux cas particuliers. Dans le cas précis du SE 516, on aboutit aux courbes de la figure 6-26 pour différentes valeurs de gain en boucle fermée.

Ajoutons que les bornes (3) et (9) du même amplificateur permettent d'appliquer une contre-réaction destinée à réduire les distorsions des étages de sortie qui apparaissent aux fréquences élevées lorsque l'on étend la bande passante.

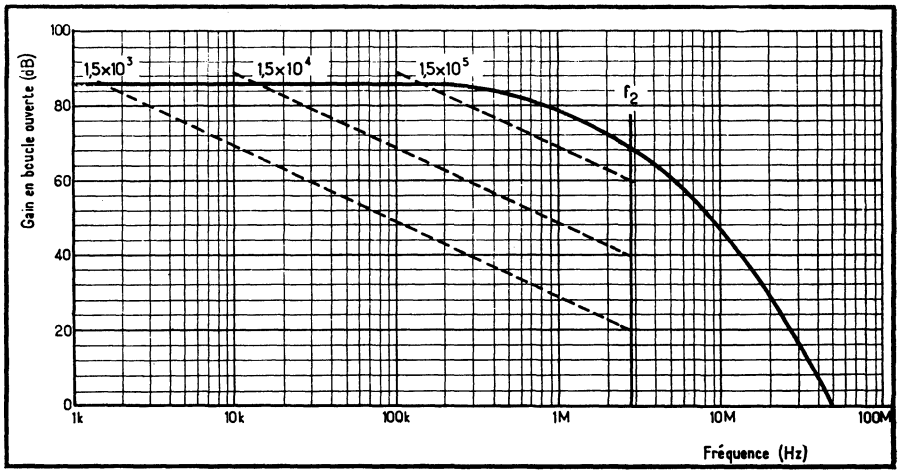


Fig. 6-25. — Méthode graphique permettant de calculer les valeurs de la résistance série et du condensateur du réseau de compensation.

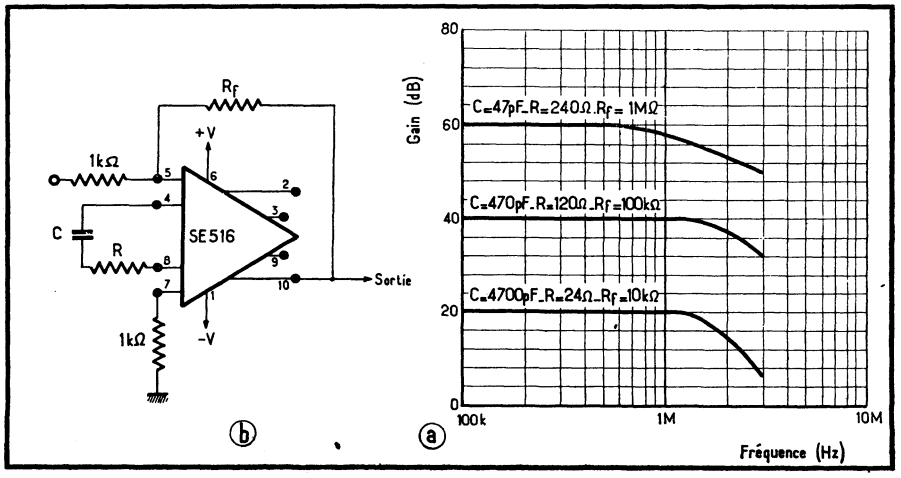


Fig. 6-26. — Grâce à la résistance série R, le gain et la bande passante s'accroissent ainsi qu'en témoignent les courbes de réponse (a) relevées à l'aide du montage (b).

D'autre part, si la boucle de contre-réaction globale est symétrique, puisque le SE 516 est à entrées et sorties différentielles, celle du dernier étage devra l'être aussi (fig. 6-27).

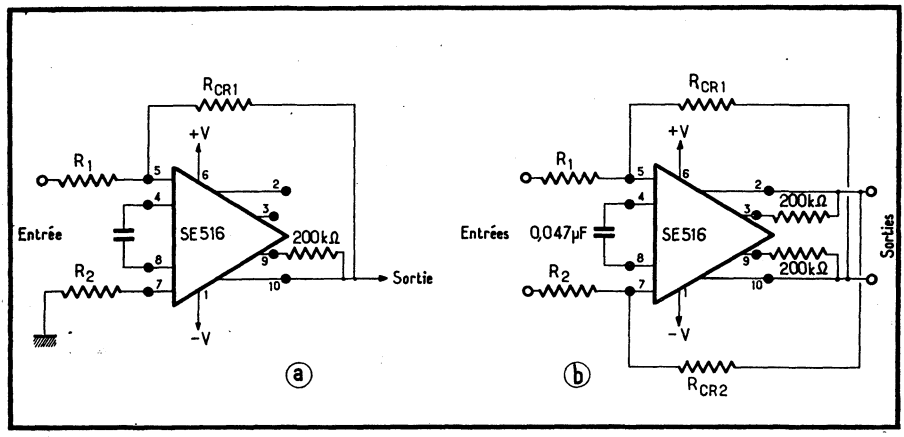


Fig. 6-27. — Les contre-réactions globales (entre bornes 10 et 5) et locales (entre bornes 10 et 9) peuvent être asymétriques (a) ou symétriques (b), puisque le SE 516 est à entrées et sorties différentielles.

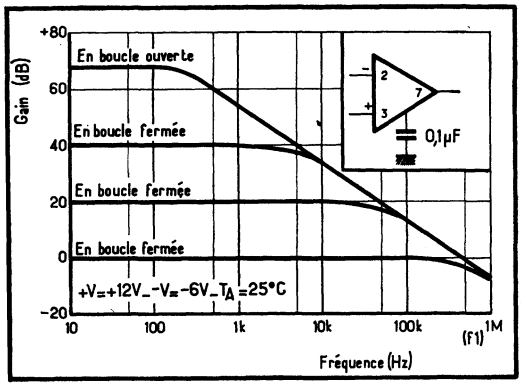


Fig. 6-28. — Post-compensation à l'aide d'un simple condensateur et courbes résultantes.

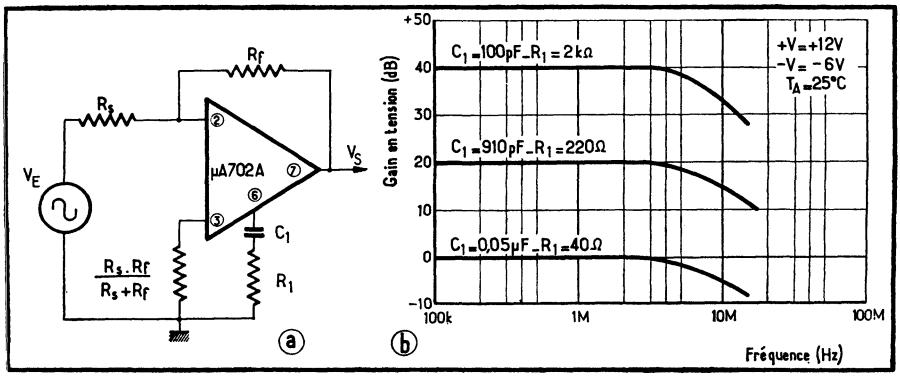


Fig. 6-29. — Montage du µA 702 A avec réseaux de contre-réaction et de compensation, l'entrée avec inversion étant attaquée par le signal (a), et gains obtenus en fonction de la fréquence (b).

6.8.3. APPLICATION AU 702

Le μA 702 a été présenté dans le chapitre consacré aux structures différentielles.

Post-compensation

La bande passante de l'amplificateur étant essentiellement déterminée par ses capacités parasites internes sur lesquelles il n'est guère possible d'agir, il ne reste plus qu'à la diminuer si l'on veut accroître la contre-réaction.

Pour ce faire, il suffit de connecter un condensateur de 0,1 μF à la borne (6) de *post-compensation* : on découple, ainsi, la base du transistor de sortie TR_7. Cependant, la réponse en fréquence, en boucle ouverte, est considérablement réduite (fig. 6-28).

Pour l'accroître, on procède également comme dans le cas précédent et l'on connecte une résistance R_1 en série avec le condensateur C_1 (fig. 6-29 *a*). Les courbes alors obtenues pour diverses valeurs de ces composants montrent qu'effectivement, la bande passante est cette fois considérablement élargie (fig. 6-29 *b*). Il faut cependant veiller à maintenir R_S et R_f aussi faibles que possible, pour rendre négligeable l'effet des inévitables capacités parasites. Si, d'autre part, on ne recherche pas la bande passante maximale, on peut accroître C_1 et diminuer R_1.

En raison du fait que le circuit de compensation est connecté au niveau de l'étage de sortie, l'effet de charges capacitives est beaucoup moins sensible, mais se traduit cependant par un déphasage supplémentaire et par une suroscillation (fig. 6-30).

Pour que la stabilité soit assurée, enfin, pour toutes les valeurs possibles de R_f et R_S, l'expérience a montré qu'avec le μA 702 A, il convenait de choisir :

$$R_1 \text{ (en ohms)} = 20\left(1 + \frac{R_f}{R_S}\right)$$

et

$$C_1 \text{ (en microfarads)} = \frac{0{,}01}{1 + \frac{R_f}{R_S}}$$

Compensation à l'entrée

L'inconvénient majeur de la post-compensation appliquée au niveau de l'étage de sortie réside dans la réduction de l'excursion de sortie qu'elle apporte aux fréquences élevées.

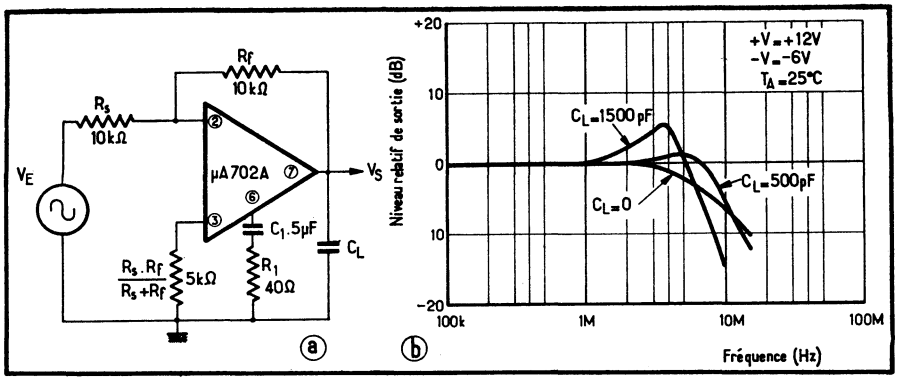


Fig. 6-30. — Effet d'une charge capacitive sur la courbe de réponse d'un amplificateur à *gain unité*, avec post-compensation.

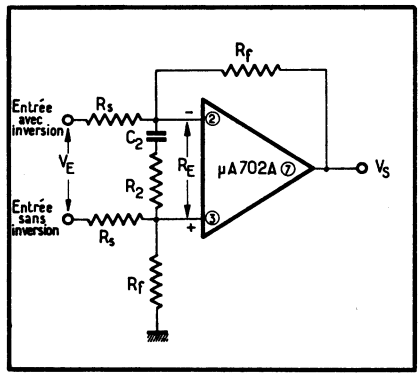


Fig. 6-31. — Montage d'un réseau de post-compensation à l'entrée.

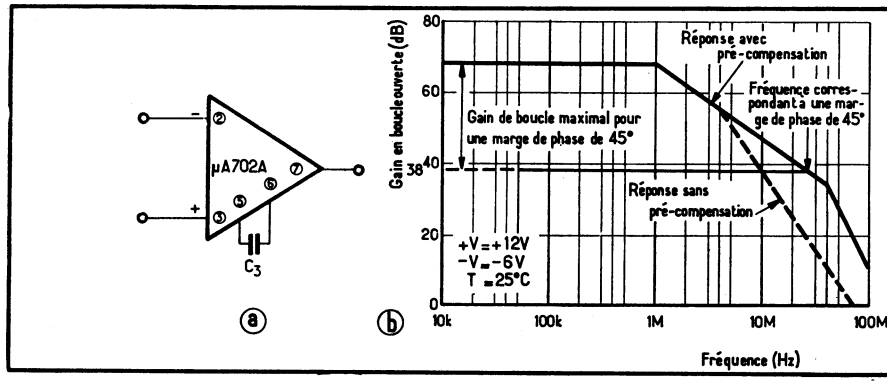


Fig. 6-32. — Pré-compensation (a) et courbe de réponse typique obtenue en boucle ouverte (b).

En effet, le réseau de compensation vient en parallèle sur la charge du transistor TR_6, en un point à haute impédance. Il suffit donc de le déplacer à l'entrée, par exemple, pour retrouver une pleine excursion possible de cette tension de sortie (fig. 6-31).

Autre avantage : le réseau est indépendant de la résistance d'entrée R_E de l'amplificateur. Pratiquement, les valeurs de R_2 et de C_2 qui le constituent se calculent de la façon suivante :

$$R_2 \text{ (en ohms)} = 5\ R_f \qquad (\text{avec } R_f \text{ en kilohms})$$

$$C_2 \text{ (en microfarads)} = 0{,}04/R_f \qquad (\text{avec } R_f \text{ en kilohms})$$

Pré-compensation

Il est cependant possible d'accroître singulièrement la bande passante en corrigeant les déphasages créés par l'amplificateur. Cette méthode consiste à connecter une faible capacité entre les bornes (5) et (6), en parallèle sur R_5 (fig. 6-32).

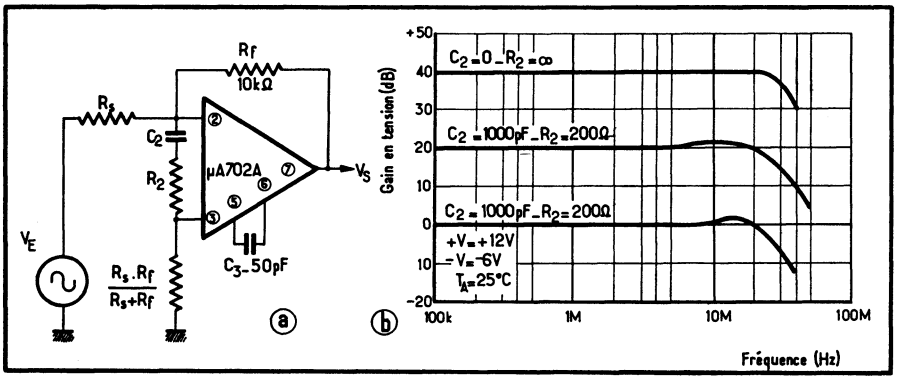


Fig. 6-33. — Courbes de gains obtenues avec réseaux de pré-compensation et de post-compensation à l'entrée.

Entre 50 et 100 pF, cette capacité C_3 permet de porter à environ 30 dB le gain de boucle utilisable avant que la marge de phase n'atteigne 45°, soit 10 dB de plus que précédemment, tandis que la bande passante, en boucle ouverte, est approximativement multipliée par quatre.

Des gains en boucle fermée inférieurs à 40 dB exigeront cependant un réseau de post-compensation placé de préférence à l'entrée et l'on aura, si R_f est en kilohms :

$$R_2 \text{ (en ohms)} = 20\ R_f$$

$$C_2 \text{ (en microfarads)} = 0{,}01/R_f$$

Les courbes ainsi obtenues, avec pré et post-compensation, montrent que la bande passante, en boucle fermée, varie entre 12 et 40 MHz selon les échantillons soumis aux mesures (fig. 6-33).

Cependant, cette large bande passante oblige à tenir le plus grand compte des capacités parasites, et à les éviter autant que faire se peut; on minimisera déjà leur influence en réduisant les valeurs des résistances. Que l'on songe que, par exemple, 0,5 pF en parallèle sur une résistance de contre-réaction de 30 kΩ suffisent pour réduire la bande passante de 10 MHz!

6.8.4. CAS DES AUTRES CIRCUITS

Le principe de la compensation s'applique aux autres circuits, comme on le verra pour le μA 709 par exemple.

Les exceptions sont constituées par les amplificateurs opérationnels déjà corrigés en fabrication. Le LM 101 est pré-compensé et se contente d'un simple condensateur de 30 pF pour être stable; l'étape ultérieure a consisté à intégrer ce condensateur : tel est le cas du μA 741 qui n'a plus besoin de compensation extérieure.

On se trouvera donc pour chaque circuit placé devant des problèmes qui leur sont propres.

6.9. L'amplificateur Norton

L'amplificateur *Norton*, qui semble avoir été ainsi baptisé en version intégrée commerciale par *National Semiconductor*, se différencie de l'amplificateur opérationnel classique par le fait qu'on raisonne essentiellement en *courants* d'entrée (aux entrées directe et à inversion) et non plus en *tensions*. Pour ce faire, l'amplificateur *Norton* fait intervenir, à son entrée directe, un étage *miroir de courant*

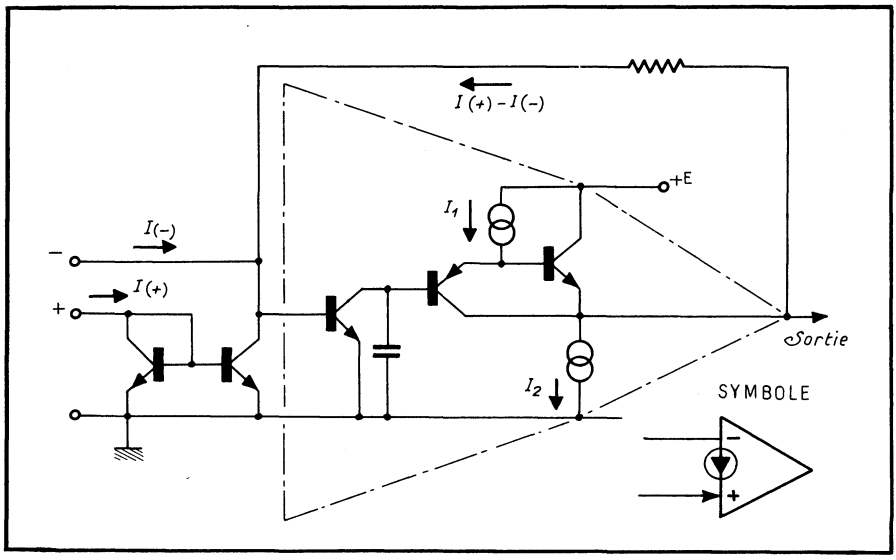


Fig. 6-34. — Organisation simplifiée d'un amplificateur Norton. L'entrée directe se fait sur un étage « miroir de courant », le transistor d'entrée étant, en fait, connecté en diode.

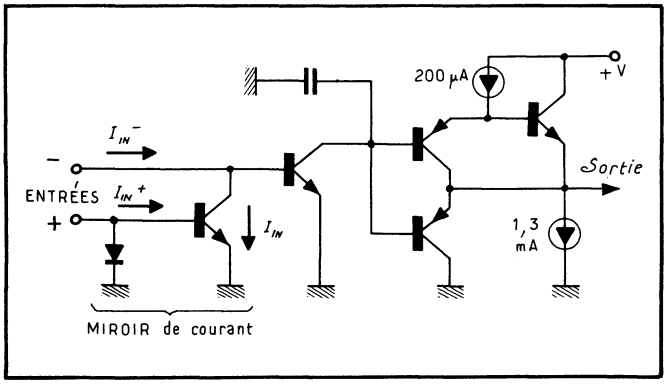


Fig. 6-35. — Un amplificateur Norton le LM 2900 de National Semiconductor (un quart du circuit). Le transistor d'entrée est représenté par une diode, parce qu'il est réellement connecté en diode comme on peut en juger sur la figure précédente.

tel qu'il a été présenté dans le chapitre relatif à l'évolution des schémas avec l'intégration. La figure 6-34 donne le schéma simplifié de ce circuit avec son symbole, tel que proposé par *National Semiconductor*.

Le circuit LM 2900 de cette firme illustre ce schéma (fig. 6-35, pour 1/4 du 2900, quadruple amplificateur). C'est un courant toujours positif (ou nul) qui doit être appliqué à l'entrée directe (+); d'autre part, la sortie étant asymétrique, avec une seule tension d'alimentation, le signal de sortie reste unipolaire. Si le signal de sortie devait être alternatif, il faudrait le référencer à une composante continue. On remarquera que le transistor d'entrée du circuit miroir de courant, dont la base et le collecteur sont réunis et qui, par conséquent, apparaît connecté en diode, a été tout simplement représenté par une diode. *Notons encore qu'il s'agit bien là d'une entrée différentielle*, puisqu'on fait la différence entre les deux courants d'entrée $I_{IN}+$ et $I_{IN}-$, comme cela est montré sur le schéma.

Ici, la tension d'alimentation peut être comprise entre 4 et 36 V et la bande passante au gain unité est de 2,5 MHz. L'excursion de sortie atteint la tension d'alimentation moins 1 V, en crête.

CHAPITRE 7

ANALYSE DE QUELQUES SCHÉMAS D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

La gamme des amplificateurs opérationnels s'est considérablement élargie depuis l'apparition du premier d'entre eux, le célèbre μA 709.

On va présenter ici quelques-uns des plus utilisés, des plus significatifs ou des plus particuliers d'entre eux, qui apparaissent d'ailleurs dans le tableau 7-A.

On notera cependant que les types décrits ici, avec le nom de leur producteur d'origine, existent sous de multiples appellations, fort semblables le plus souvent, dans les catalogues de tous les grands constructeurs.

7.1. L'amplificateur opérationnel μA 709

7.1.1. DESCRIPTION

Le μA 709 est un amplificateur opérationnel à grand gain, prévu pour des applications telles que : servocommande, calcul analogique, instrumentation à bas niveau, génération de fonctions linéaires ou non, etc.

Son schéma complet est donné figure 7-1, et nous allons en examiner les étages séparément.

Source de courant constant

La source de courant qui alimente les circuits d'entrée est constituée par les transistors TR_{11} et TR_{10}, ce dernier connecté en diode (fig. 7-2)

Nous avons discuté de ce montage dans le chapitre consacré aux circuits fondamentaux; cet exemple précis va donc nous permettre d'illustrer comment, à l'aide d'éléments simples, et en particulier de résistances de faible valeur, on peut réaliser une source de très faible courant (ici, 10 μA pour TR_{11}).

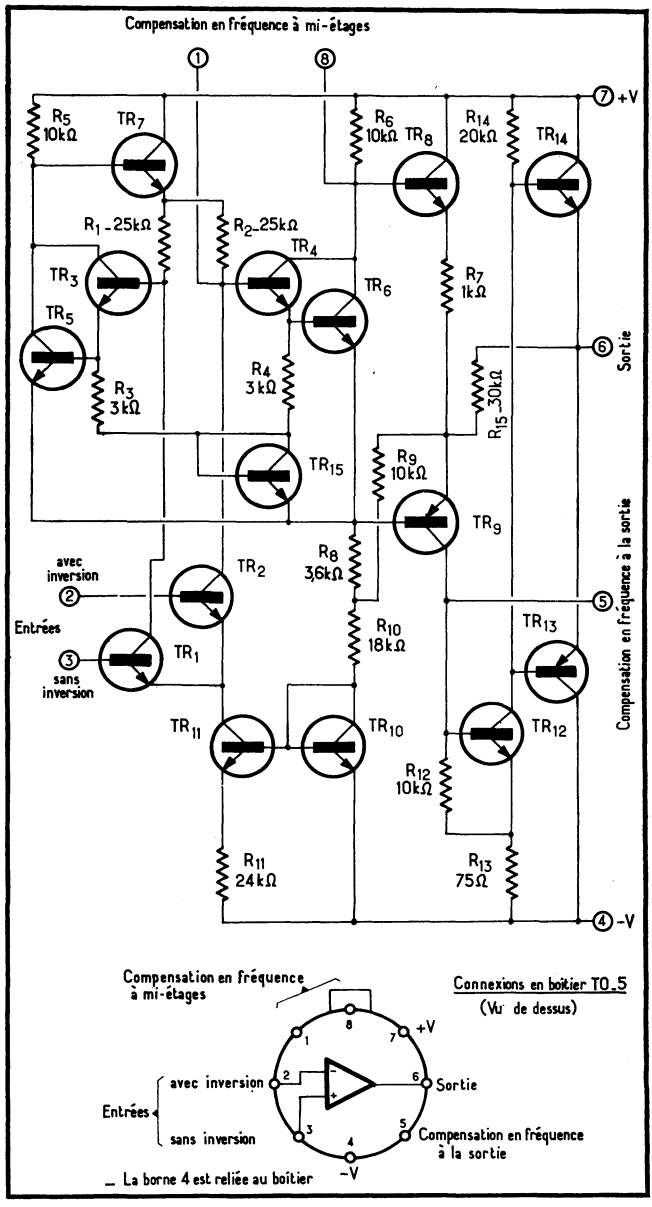


Fig. 7-1. — Schéma de l'amplificateur opérationnel μA 709. (Précisons, à propos de la terminologie, que les entrées sont repérées E ou I (de « in »), et les sorties S, ou O (de « out ») selon que l'on se réfère à la terminologie ou aux formules françaises ou anglo-saxonnes, que l'on rencontrera très fréquemment dans la littérature.)

Le courant I_{C10}, au collecteur de TR_{10} ,est relativement important et atteint 1 mA. La d.d.p. V_{BE10} va donc être supérieure à V_{BE11}, la différence étant :

$$\Delta V_{BE} = V_{BE10} - V_{BE11} \simeq 120 \text{ mV}$$

Cette tension apparaît aux bornes de la résistance R_{11}, et de celle-ci dépend le courant d'émetteur de TR_{11} soit, pour $I_{C11} = 10$ μA,

TABLEAU 7 A. — Performances comparées de quelques amplificateurs opérationnels bipolaires

Type A 25 °C	709	709A	741	748	101A	777	770	660	108	108A
Offset (mV)	< 5	< 2	< 5	< 5	< 2	< 2	< 4	< 3	< 2	< 0,5
Offset (nA)	< 200	< 50	< 30	< 200	< 10	< 3	< 2	< 5	< 0,2	< 0,2
Polarisation (nA)	< 500	< 200	< 200	< 500	< 75	< 25	< 15	< 15	< 2	< 2
Résistance d'entrée (MΩ)	> 0,040	> 0,085	> 1	> 0,5	> 1,5	> 2	100 typ	> 4	> 30	> 30
Gain (sur 2 kΩ)	45 000	45 000	> 50 000	> 50 000	> 50 000	> 50 000	> 50 000	> 25 000 R_L = 10 kΩ	> 50 000 R_L = 10 kΩ	> 50 000 R_L = 10 kΩ
− 55 à + 125 °C										
Offset (mV)	< 6	< 3	< 5	< 6	< 3	< 3	< 7	< 5	< 3	< 1
Offset (μV/°C)		< 25	< 20		< 15	< 15		< 25	< 15	< 5
Offset (nA)	< 500	< 250	< 500	< 500	< 20	< 10	< 5	< 5	< 0,4	< 0,4
Offset (pA/°C)		< 500	< 200		< 200	< 150		< 40	< 2,5	< 2,5
Polarisation (nA)	< 1 500	< 600	< 800	< 1 500	< 100	< 75	< 35	< 25	< 3	< 3
Gain (sur 2 kΩ)	25 000 à 70 000	25 000 à 70 000	50 000	> 25 000	> 25 000	> 25 000	> 25 000	> 25 000 R_L = 10 kΩ	> 25 000 R_L = 10 kΩ	> 40 000 R_L = 10 kΩ
Excursion de tension (V c. à c.)	> 20	> 20	> 20	> 20	> 24 R_L = 10 kΩ	> 24 R_L = 10 kΩ	> 24	> 26 R_L = 10 kΩ	> 26 R_L = 10 kΩ	> 26 R_L = 10 kΩ
Gamme de tensions d'entrée (±V)	> 8	> 8	> 10	> 12	> 15	> 12	> 12	> 13,5	> 13,5	> 13,5
RMMC (dB)	> 70	> 80	> 70	> 70	> 80	> 80	> 80	> 80	> 85	> 96
Alimentation (mA)		< 4,5	< 4,5	< 3,3	< 2,5	< 3,3	< 2	< 1		
Slew-rate au gain unité (V/μS)			0,5 typ	0,5 typ	0,5 typ	0,5 typ	2,5 typ	> 0,1	0,2 typ	0,2 typ
Alimentation (±V)	9— 15	9—15	9—15	15	20	15	15	20	20	20

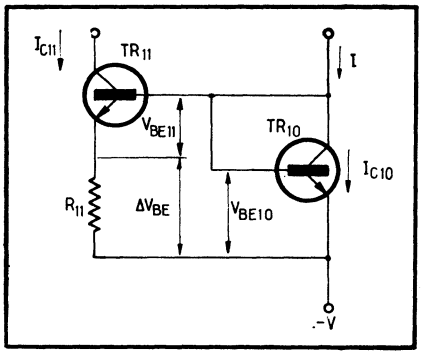


Fig. 7-2. — Principe de réalisation de la source de courant.

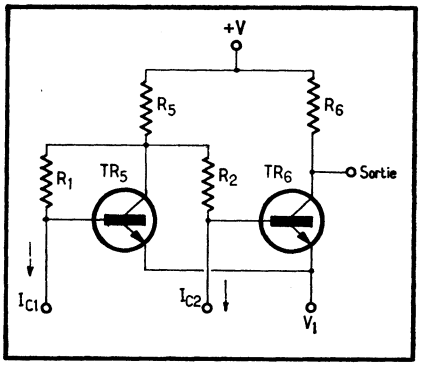


Fig. 7-3. — Schéma de principe (simplifié) du second étage du μA 709.

$$R_{11} = \frac{120 \cdot 10^{-3}\,V}{10 \cdot 10^{-6}\,A} = 12\ k\Omega$$

La valeur précise de ΔV_{BE} est donnée par :

$$\Delta V_{BE} = \frac{KT}{q} \log_e \frac{I_{C10}}{I_{C11}}$$

où l'on retrouve la constante de Boltzmann K, la température absolue T, la charge d'un électron q, et les courants respectifs de collecteurs I_{C10} et I_{C11}.

Cette formule est, ici, intéressante à considérer, car elle montre qu'en définitive, le courant I_{C11} étant lié au rapport $\Delta V_{BE}/R_{11}$, il dépend presque exclusivement de I_{C10}, plus exactement du logarithme népérien de I_{C10}/I_{C11}. Il paraît donc clair que des variations éventuelles des tensions d'alimentation resteront pratiquement sans effet sur le courant débité par la source.

Étages d'entrée

Les deux entrées attaquent respectivement les transistors TR_1 et TR_2, lesquels consomment réellement, en fait, environ 20 μA. Leur résistance de collecteur peut apparaître relativement faible ($R_1 = R_2 = 25\ k\Omega$), aussi le gain qu'apportent ces étages est-il modeste.

Caractéristique intéressante : une variation du courant débité par la source de courant, en fonction de la température, se trouve exactement compensée par une variation parallèle de la transconductance des étages d'entrée; ainsi, le gain en tension reste constant pour une large plage de températures.

D'autre part, le courant de collecteur de TR_{11} variant approximativement comme le logarithme du courant de collecteur de TR_{10}, lui-même étant fonction des variations de la tension d'alimentation, on peut en conclure que les étages d'entrée seront très peu affectés par les variations de ladite tension d'alimentation.

Second étage

La structure simplifiée du second étage est représentée dans la figure 7-3; TR_6 en constitue l'amplificateur, et sa polarisation de base dépend du courant de collecteur de TR_5.

On peut également considérer que TR_5 joue le rôle d'un inverseur de gain unité, chargé d'appliquer à la base de TR_6 la pleine tension différentielle que lui transmet l'étage d'entrée.

En fait, comme le montre la figure 6-1, TR_6 est réellement constitué par un montage Darlington modifié, avec TR_4 et TR_6. Symétriquement, on trouve TR_3 et TR_5.

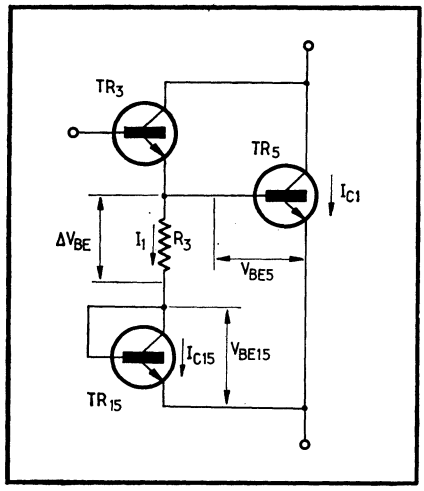


Fig. 7-4. — Le second étage de l'amplificateur est réellement constitué par un montage Darlington, légèrement modifié afin de rester stable en température.

Redessinons ce dernier Darlington (fig. 7-4). La similitude avec le schéma de la figure 7-2 est frappante, et en effet, on peut écrire que :

$$\Delta V_{BE} = V_{BE5} - V_{BE15} = \frac{KT}{q} \log_e \frac{I_{C5}}{I_{C15}},$$

et :

$$I_1 = \frac{\Delta V_{BE}}{R_3}$$

On retrouve donc là, à nouveau, un montage très stable en température.

Il faut encore noter que TR_7 sert à isoler les courants de collecteur de l'étage d'entrée de celui de TR_5, tandis que son symétrique, TR_8, est utilisé afin d'éviter que le second étage ne soit chargé par les étages de sortie.

Étages de sortie

L'aspect le plus remarquable des étages de sortie réside dans le fait que deux transistors PNP sont utilisés : TR_9 et TR_{13}.

Le premier, TR_9, est réalisé en structure « latérale », c'est-à-dire que la base d'un PNP sert d'émetteur, tandis qu'une diffusion P concentrique sert de collecteur; le collecteur du NPN devient alors la base du PNP. Cette structure, qui ne fournit qu'un très faible gain, est appliquée ici pour assurer le décalage des potentiels.

La sortie est assurée par un montage à symétrie complémentaire, classe B, et le transistor PNP TR_{13} est réalisé en structure « verticale ». Là, c'est le substrat qui joue le rôle de collecteur.

En raison de leur petite géométrie, les transistors de sortie ont un courant maximal limité par la possibilité d'injection des porteurs; de ce fait, la sortie ne craint pas les surcharges, et agit en limiteuse de courant en cas de court-circuit extérieur accidentel.

D'autre part, les transistors de sortie sont commutés de telle façon que l'un ne commence pas à conduire tant que l'autre n'est pas parfaitement bloqué; le fort taux de contre-réaction appliqué à R_{15} contribue à réduire l'impédance de sortie, comme les distorsions de commutation.

Enfin, en raison du montage en classe B, le courant de repos est modeste et la dissipation de l'ensemble reste faible; le gain de l'étage de puissance dépend pratiquement, de la contre-réaction, donc du rapport des résistances R_{15} et R_7, et demeure indépendant des performances des composants actifs.

Principales caractéristiques de l'amplificateur opérationnel μA 709

Conditions de mesure :
Température ambiante : 25 °C
Tension de sortie comprise entre ±9 et ±15 V

Décalage de la tension à l'entrée	1 mV
Décalage du courant à l'entrée	50 nA
Courant de polarisation	200 nA
Résistance d'entrée	400 kΩ
Résistance de sortie	150 Ω
Consommation en puissance	80 mW

Mesures effectuées entre −55 et +125 °C

Gain en tension pour signaux forts	45 000
Rapport de réjection en mode commun	90 dB
Excursion de la tension d'entrée	±10 V
Réjection de la tension d'alimentation	25 μV/V
Dérive en tension	3 μV/°C
Tensions d'alimentation	±15 V

— Toutes valeurs typiques.

7.1.2. COMPENSATION EN FRÉQUENCE

Post-compensation

Le 709 comporte deux possibilités de compensation : entre les bornes (1) et (8), et entre la borne (5) et la sortie (6).

En effet, le gain en boucle ouverte du μA 709 est élevé, entre 25 000 et 70 000 (soit environ entre 88 et 97 dB), et sans compensation, il se met à osciller spontanément. Or, un seul réseau ne réussit guère à compenser sur plus de 60 dB.

Une compensation élémentaire consiste donc à connecter des condensateurs $C_1 = 10$ pF entre les bornes (1) et (8), et $C_2 = 3$ pF entre (5) et (6). Pour élargir la bande passante, une résistance R_1 est branchée en série avec C_1 (fig. 7-5).

Le condensateur C_1 introduit dans la caractéristique de réponse un coude, ou fréquence de coupure f_1 telle que :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 \cdot A_2 \cdot R_{11}}$$

où R_{11} est la résistance interne vue entre la borne (1) et la masse; A_2 est le gain en tension du second étage de l'amplificateur (TR_4 et TR_6).

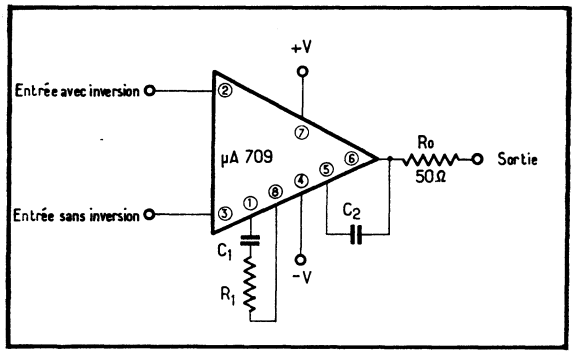


Fig. 7-5. — Principe de la compensation en fréquence du μA 709.

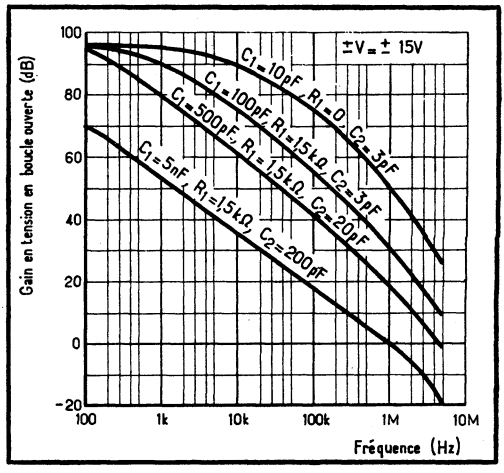


Fig. 7-6 — Réponse en fréquence pour divers réseaux de compensation appliqués au μA 709 monté selon le schéma de la figure précédente.

La résistance série R_1 crée un zéro de gain de boucle (0 dB) à une fréquence f_2 telle que :

$$f_2 = 1/(2\pi \cdot C_1 \cdot R_1)$$

l'atténuation A_C provoquée par R_1 et C_1 est alors de :

$$A_C = R_{11} \cdot A_2/R_1$$

Enfin, C_2 est choisi de façon à amener un coude, et non un zéro, à f_2 afin de garantir une pente de 20 dB/décade. De ce fait :

$$C_2 = 1/(2\pi \cdot f_2 \cdot R_{15} \cdot A_4)$$

où R_{15} est la résistance interne vue entre la borne (5) et la masse; A_4 est le gain en tension de TR_{12}.

Pratiquement, les valeurs de C_1, C_2 et R_1 sont calculées comme suit :

$$C_1 \text{ (en microfarads)} = \frac{5 \cdot 10^{-8}}{1 + \frac{R_f}{R_S}}$$

$$C_2 \text{ (en microfarads)} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{1 + \frac{R_f}{R_S}}$$

$$R_1 = 1{,}5 \text{ k}\Omega$$

Les courbes de la figure 7-6 montrent quels résultats l'on obtient avec divers réseaux.

Il faut noter que de faibles charges capacitives (50 à 100 pF) donnent fréquemment naissance à des oscillations dans la gamme des 10 à 15 MHz, typiques de

Résultats obtenus après compensation en fréquence du μA 709

Principe de la compensation	Post-compensation	A l'entrée	Mixte
Bande passante à −3 dB (kHz))	500	500	500
Fréquence maximale pour *excursion* nominale en sortie (kHz)	4,5	300	80
Vitesse de variation de la tension de sortie (V/μs)	0,3	22	6
Tension de bruit (mV c. à c.)	0,03	20	1,3
Figure	7-5	7-7	7-7
Valeur des composants	R_1 = 1,5 kΩ C_1 = 5 nF C_2 = 200 pF	R_3 = 390 Ω C_3 = 470 nF C_1 = 10 pF C_2 = 3 pF R_1 = 0	C_3 = 470 nF R_3 = 1 kΩ C_1 = 250 pF R_1 = 1,5 kΩ C_2 = 10 pF

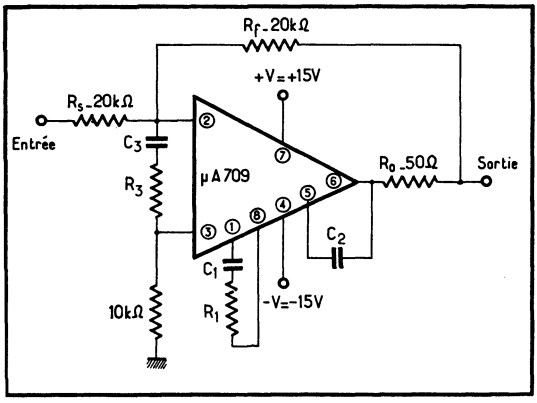


Fig. 7-7. — Montage du μA 709 en inverseur à gain unité.

Fig. 7-8. (ci-contre) — La courbe de réponse du μA 709 accuse ici, aux alentours de 1 kHz, une pente de 12 dB/octave.

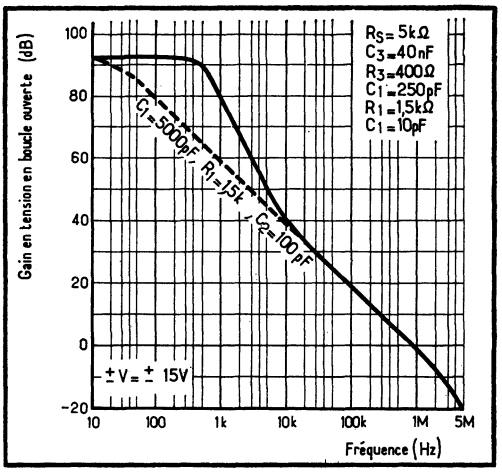
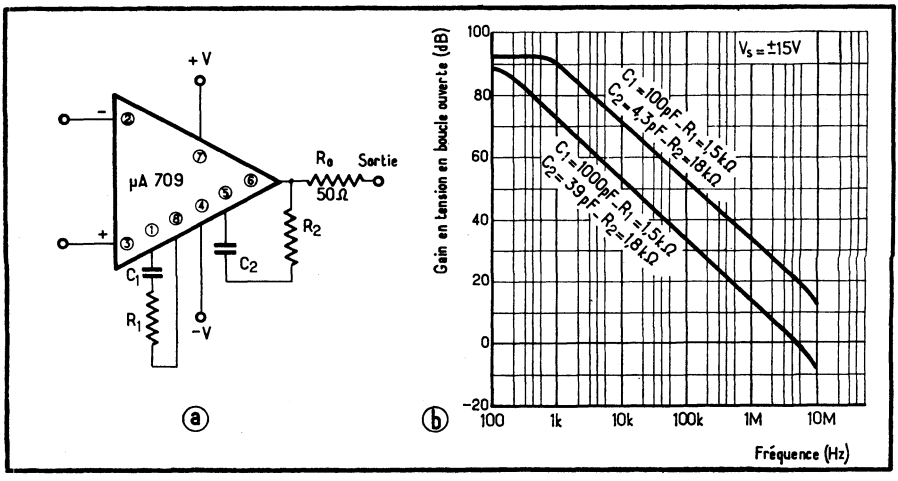


Fig. 7-9 (ci-dessous). — Montage à large bande avec compensation (a), et courbes de réponses en boucle ouverte (b).



l'état conducteur du NPN TR_{14}. Ces oscillations sont dues au réseau interne de contre-réaction (R_7 et R_{15}), et peuvent être éliminées avec une résistance série de 50 Ω connectée en sortie (fig. 7-5), laquelle accroît cependant l'impédance de sortie (elle passe de 150 à 200 Ω).

Cette méthode de compensation convient très souvent et offre l'avantage de n'exiger que de faibles capacités, d'être indépendante des résistances externes, et de ne pratiquement pas influer sur le bruit; en contrepartie, elle réduit très sensiblement l'excursion maximale de la tension de sortie aux fréquences élevées dont la vitesse de variation est de 0,3 V/μs.

Compensation à l'entrée

Pour ne pas réduire l'excursion de la tension de sortie aux fréquences élevées, on applique un réseau de compensation R_3C_3 à l'entrée, en plus des deux réseaux précédents réduits à l'extrême, avec $C_1 = 10$ pF, $R_1 = 0$ et $C_2 = 3$ pF.

Les valeurs de R_3 et C_3 sont alors pratiquement calculées comme suit, avec R_f exprimée en kilohms :

$$R_3 \text{ (en ohms)} = 20\ R_f$$

$$C_3 \text{ (en microfarads)} = 9/R_f$$

Compensation mixte

La compensation à l'entrée dégrade la caractéristique de bruit tout en améliorant la vitesse de variation du signal à la sortie. Aussi une solution mixte peut-elle être adoptée, la figure 7-7 en présentant le principe appliqué à un inverseur de gain unité, tandis que le tableau ci-après résume les performances affichées par les trois montages possibles.

Réponse en fréquence avec pente de 12 dB/octave

Jusqu'à présent, nous avons considéré des éléments dont la courbe de réponse — gain fonction de la fréquence — décroissait de 6 dB/octave, soit 20 dB/décade. Or, on peut fort bien concevoir l'utilisation d'amplificateurs à caractéristique de 12 dB/octave (soit 40 dB/décade), sauf au voisinage du gain unité où l'on doit retrouver 6 dB/octave.

C'est ce que montre la figure 7-8, relative à un μA 709 connecté comme l'indique le schéma précédent. Aux fréquences basses, le gain en boucle ouverte est ainsi plus élevé et l'on peut augmenter la contre-réaction, ce qui contribue à réduire et les distorsions, et l'impédance de sortie.

D'autre part, les condensateurs des réseaux de compensation sont de valeur moindre; en conséquence, les temps de croissance et de décroissance du signal sont réduits, tandis que les caractéristiques de bruit s'améliorent.

Cependant, il convient d'éviter toute suroscillation en présence de tensions en marche d'escalier, ou toute entrée en oscillation lorsque le gain en boucle fermée est élevé, éventuellement en connectant une faible capacité en parallèle sur la résistance de contre-réaction.

Variante

L'utilisation d'une résistance R_2 en série avec le condensateur C_2 (fig. 7-9 *a*) permet d'accroître très sensiblement le gain et la vitesse de variation du signal à la sortie, au détriment d'une sensibilité accrue aux charges capacitives; on comparera les courbes de la figure 7-7 *b* ainsi obtenues à celles de la figure 7-6.

En application de ce principe a été réalisé le montage inverseur à gain unité de la figure 7-10. La bande passante est d'environ 2 MHz, et la réponse à la pleine puissance de sortie s'étend jusqu'à 20 kHz pour une vitesse maximale de variation du signal de 1,5 V/µs à la sortie.

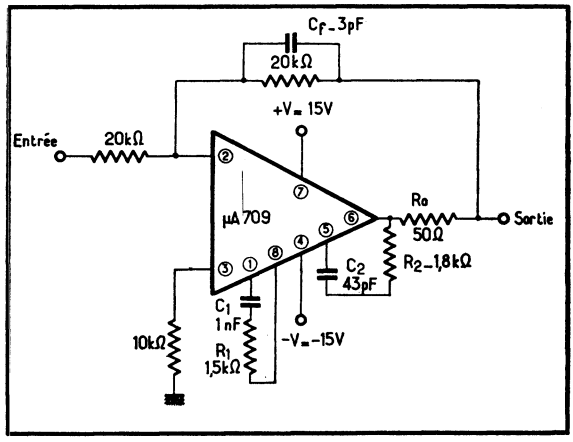
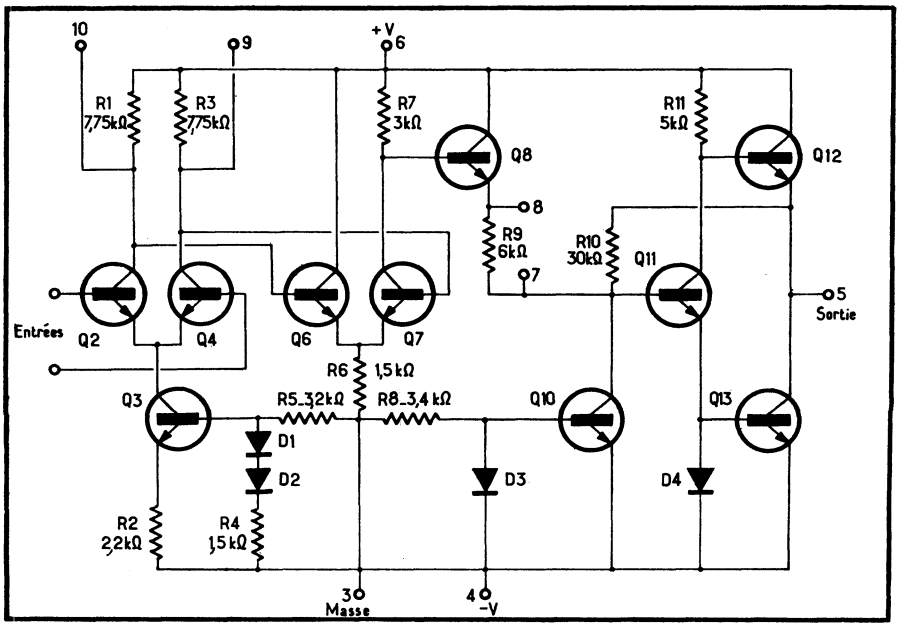


Fig. 7-10. (ci-contre) — Application du montage de la figure précédente à la réalisation d'un inverseur à gain unité.

Fig. 7-11. (ci-dessous) — Schéma complet de l'amplificateur opérationnel LM 101.



7.1.3. LE PHÉNOMÈNE DE VERROUILLAGE (OU « LATCH UP »)

Élément de la « première génération », le 709 est sensible à un phénomène gênant de verrouillage, appelé « latch up » par les Anglo-Saxons.

Il se manifeste lorsque la tension de sortie, trop élevée, est réappliquée à l'entrée inverseuse jusqu'à saturer le transistor d'entrée. Sa jonction base-collecteur devient alors conductrice, ce qui entraîne une rotation de phase de 180° : la contre-réaction s'est transformée en réaction!

Même si la tension d'entrée différentielle diminue alors, il y a verrouillage et il faudra couper l'alimentation un instant pour supprimer le phénomène.

7.2. L'amplificateur opérationnel LM 101

7.2.1. PRÉSENTATION DU CIRCUIT

L'amplificateur opérationnel LM 101 à usages multiples présente de nombreuses particularités fort intéressantes.

Ainsi, sa compensation est simplifiée à l'extrême; elle s'effectue à l'aide d'un simple condensateur de 30 pF. D'autre part, il est protégé contre les courts-circuits, même permanents, ainsi que contre la saturation éventuelle de l'entrée avec inversion. Enfin, son gain est très élevé (160 000, en tension, en boucle ouverte), et il admet des tensions différentielles d'entrée allant jusqu'à $\pm$ 30 V.

7.2.2. ANALYSE DU SCHÉMA

Comme le montre la figure 7-11, les étages différentiels d'entrée sont constitués par les transistors Q_1 et Q_2, suivis respectivement par Q_3 et Q_4 (PNP à structure « latérale »), montés en base commune.

Un tel schéma s'apparente quelque peu au classique cascode, si ce n'est qu'il s'agit là d'éléments complémentaires; il en présente, en tout cas, les avantages : gain élevé et faibles capacités parasites résultantes.

Cependant, les bases de Q_3 et Q_4 sont alimentées par une source de courant constant (corrigé, comme on va le voir), et leurs charges sont constituées non plus par des résistances, mais par les impédances que représentent les transistors Q_5 et Q_6. Ces deux derniers éléments sont identiques, et Q_5 est connecté en diode.

Supposons, par exemple, qu'une tension différentielle appliquée à l'entrée polarise positivement Q_1 et négativement Q_2; le courant via Q_3 augmente, ainsi qu'en conséquence le courant fourni à la base de Q_6. A l'inverse, le courant à travers Q_2 et Q_4 diminue; ces deux effets s'ajoutent et déterminent la tension aux bornes de Q_6, laquelle attaque à son tour Q_9.

La charge de ce second étage est également constituée par un transistor, Q_{13}, dont la base est alimentée par une source de courant constant.

Le réseau R_1 et C_1 sert à la compensation en fréquence; il permet d'introduire une correction de phase et de gain, en fonction de la fréquence, afin que l'ensemble

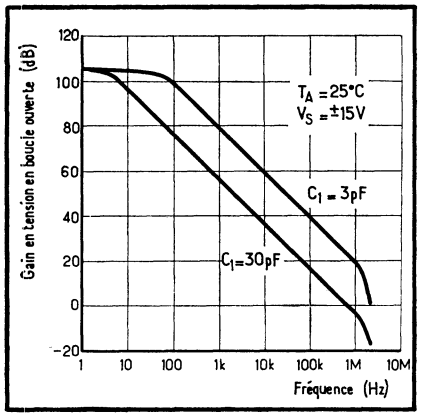


Fig. 7-12. — Gain en tension du LM 101, en boucle ouverte, pour deux valeurs du condensateur de compensation en fréquence.

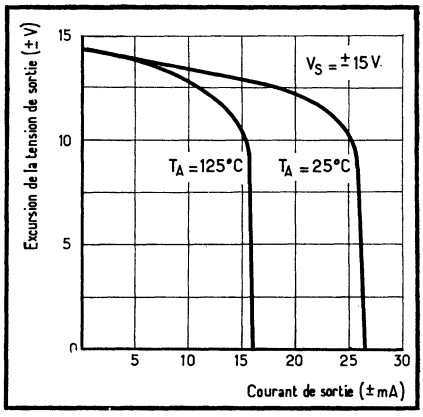


Fig. 7-13. — Le circuit de limitation du courant de sortie révèle, grâce à ces courbes, l'efficacité de son action.

Caractéristiques principales du LM 101

Tension de décalage à l'entrée (avec $R_S \leqslant 10$ kΩ)	1 mV
Courant de décalage à l'entrée	40 nA
Courant de polarisation	120 nA
Impédance d'entrée	0,8 MΩ
Gain en tension (avec $R_L \geqslant 2$ kΩ)	160 000
Excursion de la tension de sortie	±14 V
Excursion de la tension d'entrée	±13 V
Réjection de mode commun (avec $R_S \leqslant 10$ kΩ)	90 dB
Réjection de la tension d'alimentation	90 dB
Gamme de températures	−55 °C à +125 °C
Dérive en température	3 μV/°C
Tension d'alimentation	±5 V à ±20 V
Consommation	50 mW

Valeurs typiques à +25 °C et ±15 V des tensions d'alimentation
R_S = résistance de source.
R_L = résistance de charge.

reste stable lorsqu'il travaille en boucle fermée. Cependant, C_1 est, en pratique, extérieur au circuit intégré. Le gain en tension fourni par ces deux étages est supérieur à 100 dB.

Enfin, l'étage de sortie du type complémentaire (Q_{14} et Q_{16}) fonctionne en classe B.

Circuits de polarisation

On sait que, si l'on impose le courant de base d'un transistor, on peut avoir de fortes variations du courant de collecteur, soit en fonction de la température, soit en fonction de la dispersion normale des gains en courant des transistors, d'un échantillon à l'autre.

Ce phénomène indésirable est évité à l'aide du montage de la source de courant, laquelle fournit un courant inversement proportionnel au gain β des PNP Q_3, Q_4 et Q_{13}.

En effet, on voit que Q_{18}, Q_{19} et Q_{20} sont montés en boucle fermée; la contre-réaction ainsi introduite tend à polariser négativement l'émetteur du PNP Q_{20} quand, par exemple, son courant de collecteur a tendance à s'accroître. D'autre part, le courant de base de Q_{20} pilote le transistor Q_{22}, lequel alimente à son tour Q_3 et Q_4.

Enfin, le courant de collecteur de Q_9 dépend à la fois de Q_{11}, de Q_{13} et de Q_{20}, et est pratiquement égal au courant de collecteur de Q_{20}.

La sortie

Le transistor PNP de sortie Q_{16} est, en réalité, un PNP composite, constitué par Q_{16} et Q_{17}.

La protection contre les surcharges est assurée, pour une tension positive de sortie par Q_{15}. Supposons que le courant de sortie augmente et atteigne environ 30 mA; la chute de tension aux bornes de R_8, de 25 Ω, suffit alors pour débloquer Q_{15} qui vient court-circuiter l'espace base-émetteur de Q_{14}, dérivant son courant de commande.

Pour une tension de sortie négative, le fonctionnement est quelque peu plus complexe. Dans ce cas également, un courant de 30 mA crée une chute de tension aux bornes de R_7, puisqu'à ce moment, c'est Q_{17} qui débite.

La jonction collecteur-base de Q_{15} est alors polarisée en inverse, et se met à débiter. Or, cette jonction apparaît en parallèle sur Q_{12} et Q_{11} et en conséquence, le courant de collecteur de Q_9 tend à augmenter : cela suffit pour que la chute de tension aux bornes de R_5 limite le courant fourni par Q_9, donc le courant de surcharge à la sortie.

7.2.3. PERFORMANCES

Les caractéristiques générales du LM 101 sont résumées dans le tableau ci-contre. Sa réponse en fréquence en boucle ouverte est précisée par les courbes de la figure 7-12 pour deux valeurs du condensateur de compensation C_1.

La figure 7-13, enfin, permet de juger de l'action énergique de la limitation du courant de sortie.

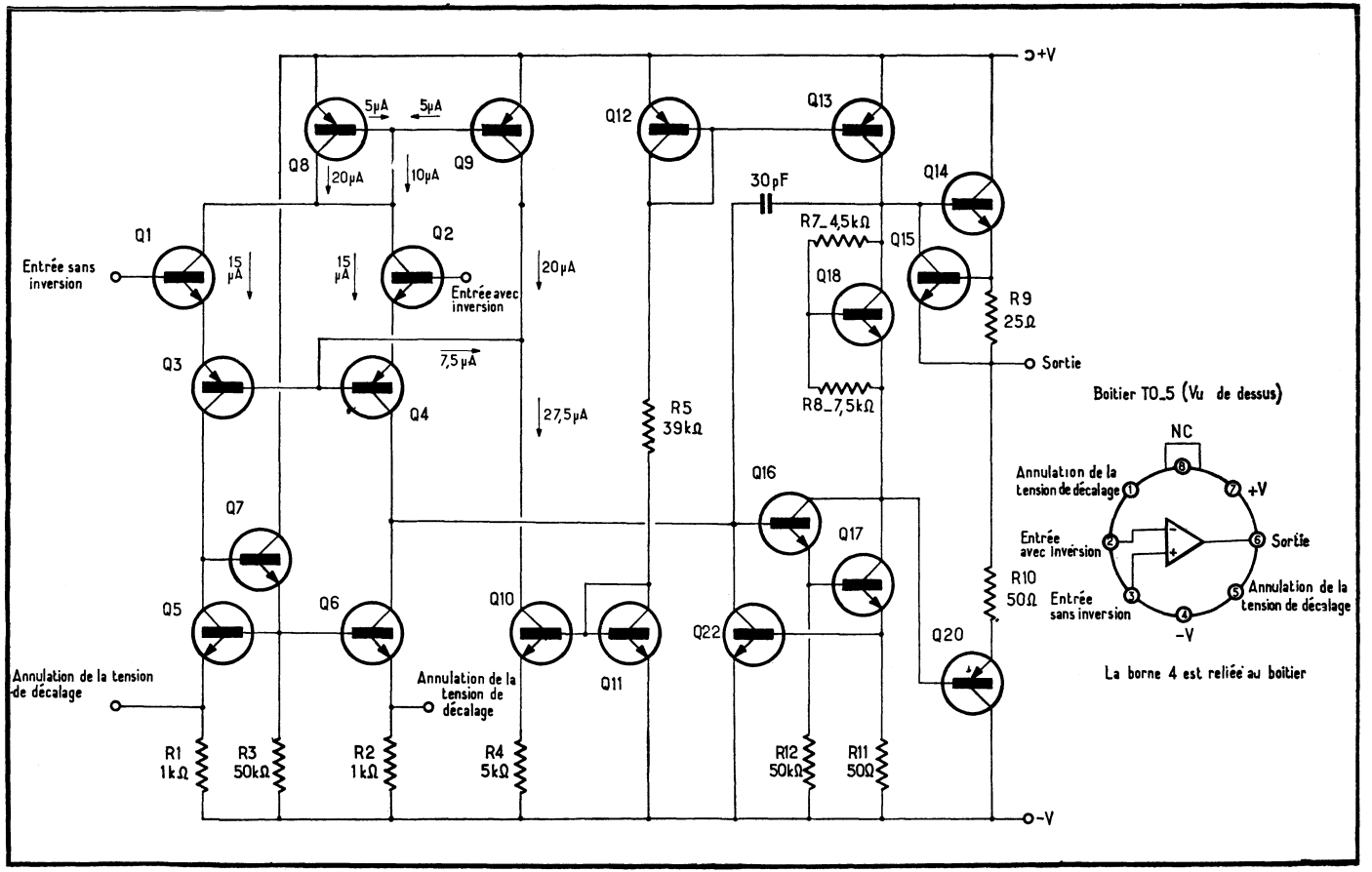


Fig. 7-14. Schéma complet du µA 741.

7.3. Le 741

Le 741 est une version évoluée du μA 709, qui offre sur ce dernier les avantages suivants : aucun élément de compensation en fréquence extérieur n'est nécessaire; la sortie est protégée contre les courts-circuits permanents; l'entrée ne redoute pas les éventuels blocages qu'introduit la saturation; les tensions d'entrée différentielles admissibles sont accrues; une méthode simple d'annulation de la tension de décalage est applicable; il ne résulte aucune instabilité de l'emploi de charges capacitives.

Examinons rapidement sa structure (fig. 7-14). L'étage d'entrée combine les avantages de transistors NPN à grand gain à ceux de PNP qui autorisent une réduction importante du courant de polarisation, l'ensemble admettant des tensions différentielles d'entrée pouvant atteindre ± 30 V.

La charge est constituée par la résistance de sortie de Q_5 et Q_6, soit environ 2 MΩ. La distribution des courants est indiquée sur le schéma, pour ces étages.

L'annulation de la tension de décalage s'effectue à l'aide d'un simple potentiomètre de 10 kΩ, connecté entre les bornes (1) et (5), le curseur étant relié au *moins* de l'alimentation (fig. 7-15).

Enfin, un ensemble Darlington attaque l'étage de sortie à symétrie complémentaire avec Q_{14} et Q_{20}, leur courant de base, au repos, étant de l'ordre de 60 μA.

La limitation du courant, à la sortie et en cas de court-circuit, s'effectue à environ 17 mA à 125 °C, ce qui autorise sans danger un court-circuit permanent.

La pente recommandée de 6 dB/octave pour la courbe du gain en fonction de la fréquence est obtenue à l'aide d'un condensateur du type MOS, de 30 pF, constitué par une couche N+, la métallisation et la couche d'oxyde en tant que diélectrique (fig. 7-16).

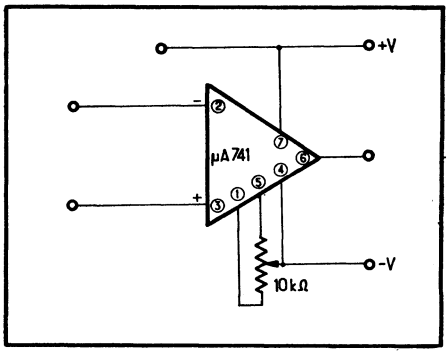


Fig. 7-15. — Montage à adopter pour annuler la tension de décalage à l'entrée.

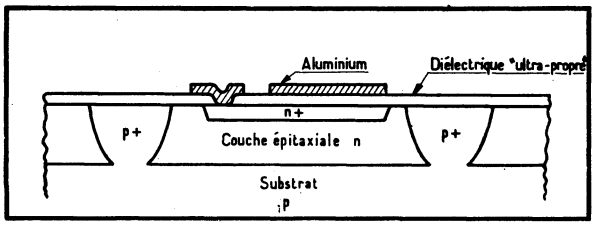


Fig. 7-16. — Principe de réalisation du condensateur intégré de 30 pF

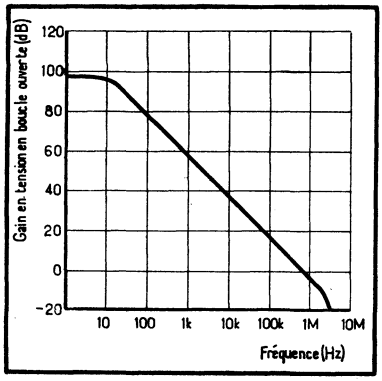


Fig. 7-17. — Réponse en fréquence du μA 741.

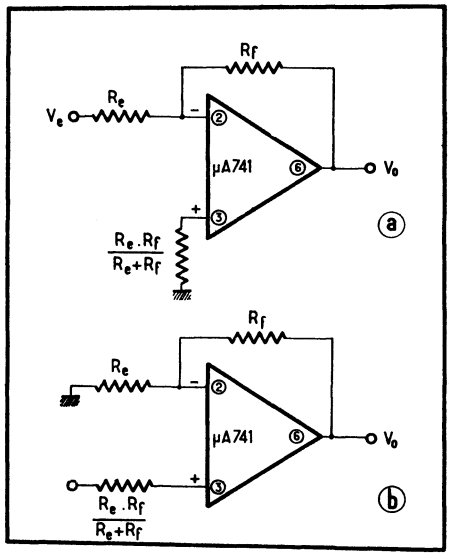


Fig. 7-18. — Montage du μA 741 en configuration avec inversion (a) ou en adaptateur d'impédance (b).

Caractéristiques principales de l'amplificateur opérationnel μA 741

Tension de décalage à l'entrée ($R_S \leqslant 10$ kΩ)	1 mV
Courant de décalage à l'entrée	30 nA
Courant de polarisation	100 nA
Résistance d'entrée	1 MΩ
Gain pour signaux forts ($R_L \geqslant 2$ kΩ, $V_O = \pm 10$ V)	200 000
Excursion de la tension de sortie ($R_L \geqslant 10$ kΩ)	±14 V
Gamme des tensions d'entrée	±15 V
RRMC ($R_S \leqslant 10$ kΩ)	90 dB
Réjection de la tension d'alimentation ($R_S \leqslant 10$ kΩ)	30 μV/V
Consommation	50 mW
Vitesse de variation de sortie (gain unité)	0,5 V/μs
Tensions d'alimentation	±15 V
Températures de service	−55 à +125 °C

R_S = résistance de source ; R_L = résistance de charge ; V_O = tension de sortie.

Performances du μA 741 en configuration à inversion

Gain	R_E (kΩ)	R_F (kΩ)	Bande passante approximative (kHz)	Résistance d'entrée (kΩ)
1	10	10	1 000	10
10	1	10	100	1
100	1	100	10	1
1 000	0,1	100	1	0,1
Performances du μA 741 en configuration sans inversion				
1	Circuit ouvert	Court-circuit	1 000	400 000
10	1	9	100	400 000
100	0,1	9,9	100	280 000
1 000	0,1	100	1	80 000

La courbe de réponse présente ainsi une première inflexion à 10 Hz, et passe par le gain unité à 800 kHz (fig. 7-17); à ce moment, la marge de phase est de 80°.

Si l'on souhaite réduire la bande passante, une capacité supplémentaire peut être branchée entre (5) et (6).

Les performances du μA 741 sont résumées dans le tableau. En configuration avec inversion (fig. 7-18 *a*), on obtient les résultats indiqués par le tableau suivant; cette configuration procure une grande précision et un faible taux de distorsion et, la borne d'entrée directe étant reliée à la masse, élimine les erreurs de mode commun. De plus, l'entrée, au niveau de la borne elle-même, est au potentiel virtuel de la masse, ce qui destine ce montage à la sommation et fournit un bon isolement entre entrées.

En configuration sans inversion (fig. 7-18 *b*), l'impédance d'entrée vue par la source est liée à la résistance d'entrée de mode commun et atteint, de ce fait, 200 MΩ. En effet, il faut considérer que les deux impédances d'entrée de mode commun, entre bornes (3) et (2) et la masse, sont en parallèle. Ce qui explique qu'en montage suiveur, l'impédance d'entrée soit de 400 MΩ (voir tableau).

7.4. L'amplificateur à pente définie

L'amplificateur à pente définie constitue une variante de l'amplificateur opérationnel. Alors que ce dernier possède une faible impédance de sortie, il est doté, lui, d'une impédance de sortie élevée qui permet de réduire considérablement la puissance consommée.

De ce fait, la sortie fournit un courant fonction de la tension différentielle d'entrée, et il vaut mieux faire intervenir la notion classique de *pente* (ou *trans-*

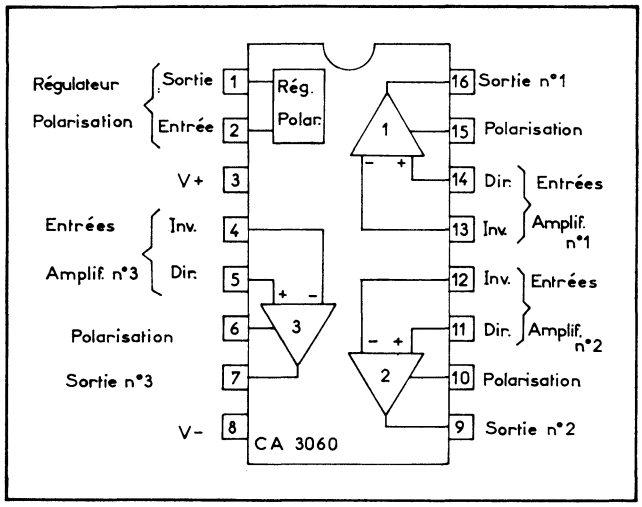


Fig. 7-19. — Le CA 3060 de RCA, triple amplificateur à pente définie plus un régulateur de polarisation, est présenté en boîtier céramique DIL, à 16 sorties.

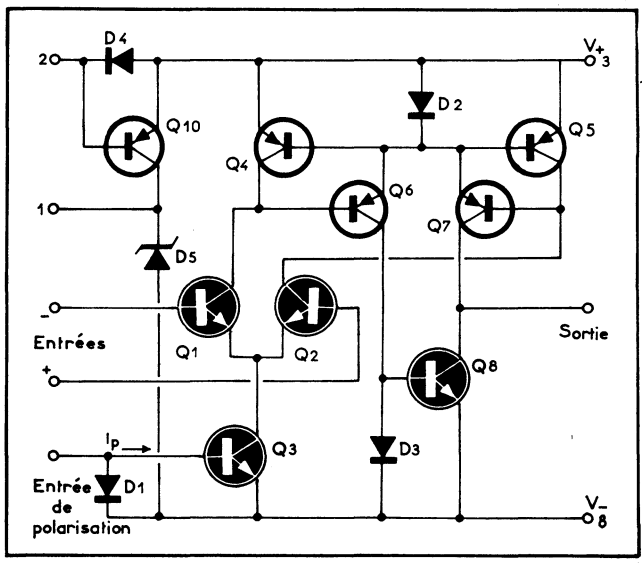


Fig. 7-20. — Schéma de principe d'un amplificateur à pente définie. Le circuit Q 10, D4 et D5 représente le régulateur de polarisation.

conductance), notée g_m, pour définir ses possibilités. (Rappelons que, si R_L est la résistance de charge et A le gain en boucle ouverte, on a : $A = g_m R_L$.)

On va examiner, ici, la structure du CA 3060 (de *RCA*) qui est, en fait, un triple amplificateur; sa consommation peut être ramenée à 100 nW (nanowatts!) lorsque le courant qui sert à le polariser (nous verrons les détails des circuits plus loin) est de 1 μA.

C'est ce même courant de polarisation, I_p, réglable entre environ 10 nA et 1 mA (soit un intervalle de 5 décades), qui permet de faire varier la transconductance. De là découlent les applications du nouveau circuit, telles que girateur pour filtres actifs, multiplicateur, modulateur, etc. A ces applications s'ajoutent, bien entendu, toutes celles des amplificateurs opérationnels classiques.

La figure 7-19 symbolise cet élément; on y trouve également un régulateur, dont nous allons également voir le détail et la fonction.

Le schéma de base de l'amplificateur à pente définie est donné figure 7-20. Il ne recourt qu'à des éléments actifs, à l'exclusion de toute résistance et condensateur. On remarquera que la sortie s'effectue désormais sur les collecteurs des transistors, et non plus sur les émetteurs (cas du célèbre μA 709, par exemple), ce qui explique l'accroissement de la résistance de sortie.

Dans ce schéma, on reconnaît sans peine la source de courant constant D_1 et Q_3 alimentant la paire différentielle d'entrée Q_1 et Q_2, elle-même suivie par le montage symétrique de Q_6 et Q_7. La source de courant D_3 et Q_8 opère la transformation symétrique-asymétrique, la sortie étant prélevée au point commun des collecteurs de Q_7 et Q_8. Tous les transistors travaillent en classe A; l'étage de sortie peut être considéré comme un montage push-pull fonctionnant également en classe A.

Caractéristiques principales du CA3060

Caractéristiques	Courant de polarisation I_P			Unités
	1 μA	10 μA	100 μA	
Tension d'offset à l'entrée	1	1	1	mV
Courant d'offset à l'entrée	3	30	250	nA
Courant d'entrée	33	300	2 500	nA
Courant crête de sortie	2,3	26	240	μA
Tension crête de sortie :				
positive	5	4,8	4,7	V
négative	5,95	5,95	5,9	V
Courant d'alimentation	8,5	85	850	μA
Puissance consommée	0,1	1	10	mW
Transconductance (forts signaux)	0,38	4,5	35	mmho
Réjection de mode commun	110	110	90	dB
Tension d'entrée de mode commun (1)	5	5	5	±V
Pente de la tension de sortie	0,1	1	8	V/μs
Bande passante en boucle ouverte	160	270	330	kHz
Impédance d'entrée :				
Résistance	1 600	170	20	kΩ
Capacité (à 1 MHz)	2,7	2,7	2,7	pF
Impédance de sortie :				
Résistance	200	20	2	MΩ
Capacité (à 1 MHz)	4,5	4,5	4,5	pF

1. Valeurs arrondies. — Caractéristiques relevées à +25 °C; alimentation : ±6 V.

Les caractéristiques de cet amplificateur dépendent du courant de polarisation I_p qui lui est appliqué; ainsi peut-il fonctionner selon des modes non-linéaires. Enfin, le régulateur de polarisation est constitué par le transistor Q_{10}, la diode D_4 et la Zener D_5; il permet de réguler à des tensions inférieures à celles qu'admettrait une simple Zener.

Les principales caractéristiques du CA 3060 sont résumées dans notre tableau. Il fonctionne de −55 à +125 °C avec une remarquable linéarité (les courbes caractéristiques restent pratiquement horizontales), et l'on notera la très faible puissance consommée : 100 nW pour $I_p = 1$ µA. D'autre part, il peut supporter un court-circuit continu entre sortie et alimentation (+ ou −) sans dommage.

7.5. L'amplificateur à chopper HA 2900

L'amplificateur opérationnel à chopper d'entrée HA 2900 de *Harris*, probablement l'élément monolithique le plus performant de ce type, combine des MOS et des bipolaires à l'isolement diélectrique.

Sa stabilité est exceptionnelle : l'offset est de 0,1 nA à 25 °C pour une dérive de 1 pA/°C, ou de 50 µV pour 0,2 µV/°C. Cela, parce que les étages d'amplification travaillent en alternatif, ce qui permet d'éliminer la dérive continue due à la température.

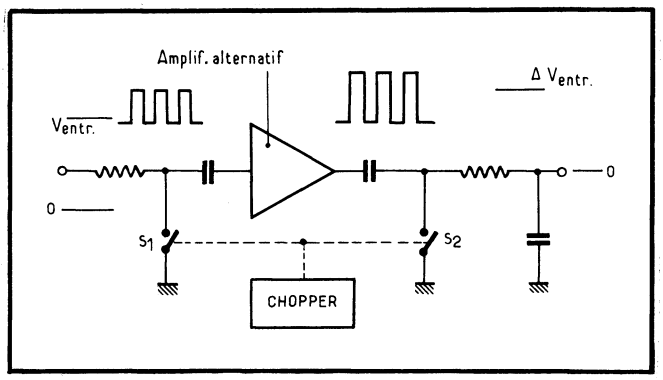


Fig. 7-21. — Amplificateur classique à chopper.

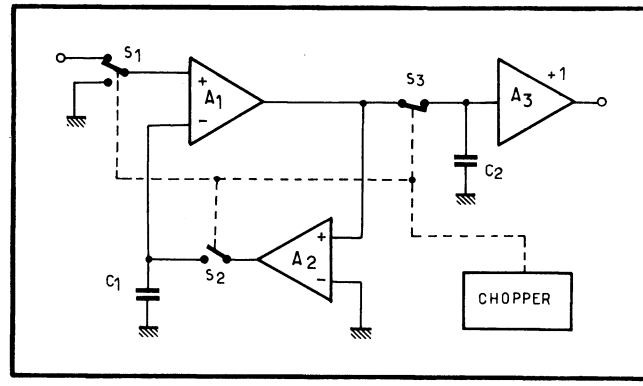


Fig. 7-22. — Principe de l'amplificateur à chopper HA 2900.

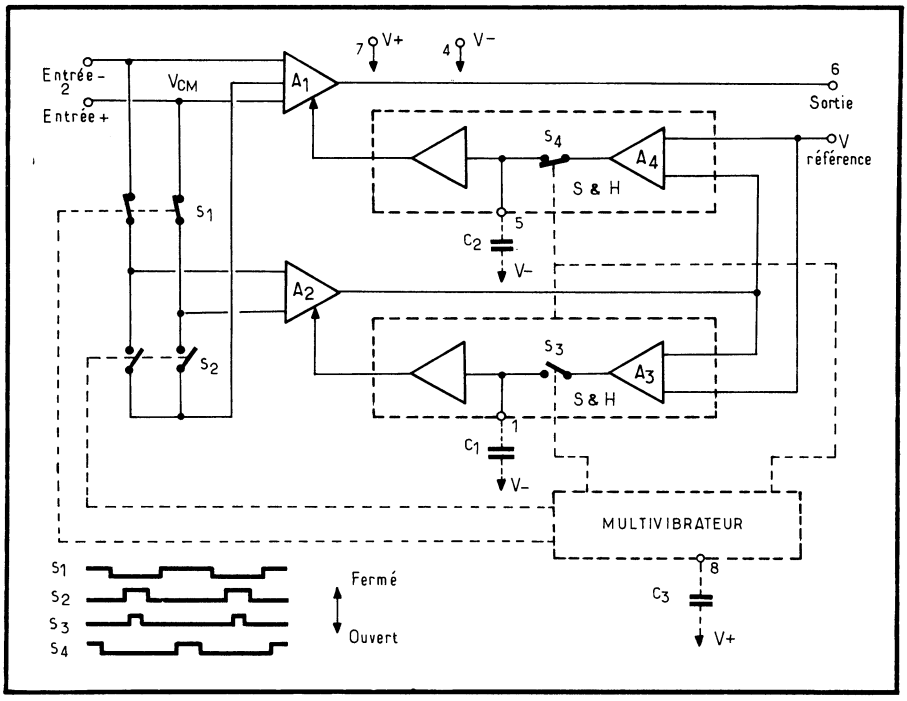


Fig. 7-23. — Synoptique de l'amplificateur HA 2900.

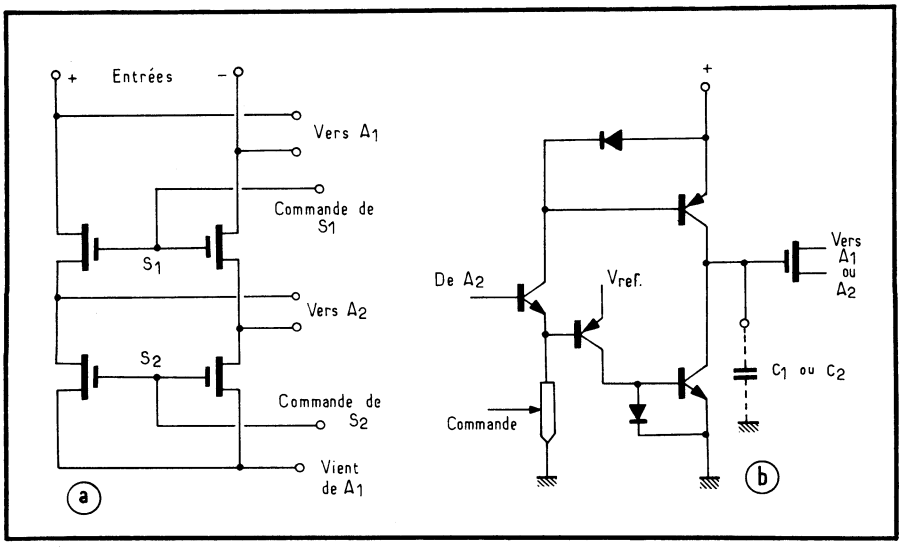


Fig. 7-24. — Les commutateurs sont soit des MOS canal N pour S1 et S2 (a), soit des bipolaires pour l'échantillonnage et la mémorisation (b).

En effet, un « découpeur », ou chopper, découpe à l'entrée les signaux selon un principe très classique (fig. 7-21), mais modifié pour le HA 2900 comme le montre la figure 7-22 : l'amplificateur est périodiquement déconnecté de l'entrée et on profite de ces intervalles pour annuler l'offset.

Si S_1 et S_3 ferment les circuits comme sur la figure, la chaîne d'amplification A_1, A_3 fonctionne normalement. Si S_1, S_2 et S_3 inversent leur position (par rapport à celle du schéma), l'entrée de A_1 est à la masse et A_2 impose une tension de sortie

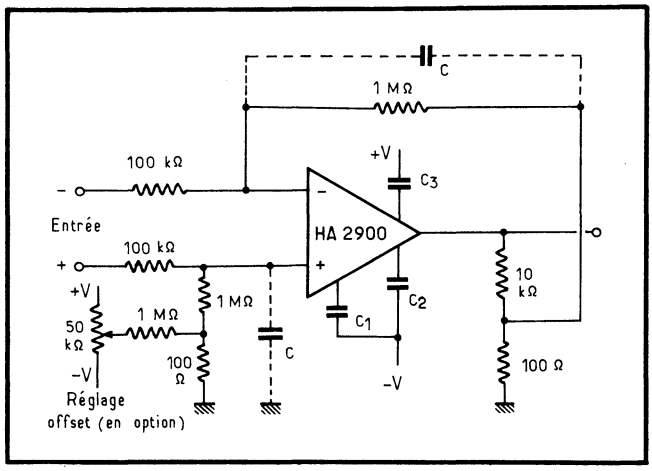


Fig. 7-25. — Amplificateur à gain élevé réalisé à l'aide du HA 2900

nulle à A_1 ; l'interrupteur S_2 et le condensateur C_1 constituent un circuit d'échantillonnage et mémorisation qui stocke la tension nécessaire à l'annulation du décalage; celle-ci reste appliquée à A_1 quand S_2 repasse en position haute.

Enfin, S_3, C_2 et S_5 forment un second circuit d'échantillonnage et maintien qui mémorise la sortie de A_1 pendant l'opération d'annulation du décalage. Ainsi, la sortie restituée par A_3, de gain unitaire, est continue.

Le synoptique complet du CI est donné figure 7-23, et ses étages d'entrée, figure 7-24 : en (*a*) sont les N/MOS qui jouent le rôle de S_1 et S_2, et en (*b*), les commutateurs bipolaires des circuits d'échantillonnage et mémorisation.

Le slew-rate du HA 2900 est de 2,5 V/μs et la base passante au gain unité est de 3 MHz typiquement. La figure 7-25 représente un montage typique différentiel du HA 2900 avec gain de 1 000 et bande passante de 2 kHz.

7.6. L'amplificateur à fort débit TAA 861

Le TAA 861 de *Siemens* est un amplificateur opérationnel intégré capable de débiter 70 mA en continu. Il peut donc commander directement des relais.

Il constitue, en fait, une version simplifiée et économique du célèbre μA 709. Ce nouveau venu dans la famille des circuits intégrés linéaires s'applique parfaitement au domaine industriel.

Le schéma du TAA 861 est relativement simple (fig. 7-26). La paire différentielle d'entrée, T_1 et T_2, est alimentée par la source de courant constant T_3 et T_4, ce dernier connecté classiquement en diode.

Le second étage est constitué par T_5, monté en Darlington avec T_6; il attaque l'étage de sortie, également un Darlington (T_7 et T_8). La compensation en fréquence est assurée par un condensateur discret extérieur, reliant les bornes (7) et (8).

Ce circuit intégré est présenté en boîtier type transistor, similaire au TO-76. Il fonctionne de 0 à 70 °C et fournit, au maximum, 100 mA à la sortie pour une tension d'alimentation maximale de ±10 V (minimale de ±4 V). Quelques valeurs typiques le caractérisant sont :

— courant de polarisation (courant d'entrée) : 600 nA;
— décalage à l'entrée : 4 mV et 100 nA;
— résistance d'entrée : 200 kΩ (à 1 kHz);
— gain en tension : 82 dB (avec R_L, fig. 2, de 2 kΩ), ou 88 dB (avec $R_L = 4$ kΩ); à 1 MHz, le gain est encore de 40 dB;
— réjection de mode commun : 90 dB;
— coefficient de température des décalages : 9 μV/°C et 0,5 nA/°C;
— consommation à vide : 60 mW.

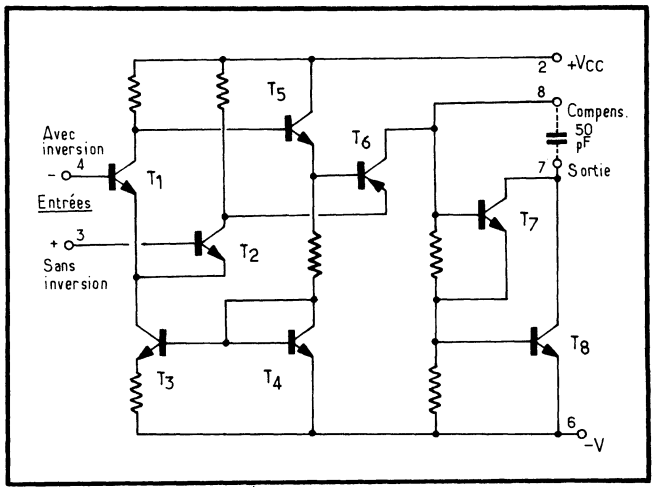


Fig. 7-26. — Schéma électrique du TAA861 de Siemens.

Enfin, la tension de sortie maximale garantie est, au minimum, de ±9 V avec $R_L = 2$ kΩ, et de ±8 V avec $R_L = 400\,\Omega$ et $I_S = 70$ mA. La puissance commandée est donc, pour la tension différentielle totale d'alimentation (20 V), de 1,4 W pour un courant de 70 mA.

7.7. L'amplificateur opérationnel CA 3130 bipolaire et COS/MOS

Pour réduire encore le courant d'entrée, il faut recourir à des transistors MOS. C'est ce qui a amené *RCA* à proposer le premier amplificateur opérationnel à entrées sur P/MOS, étages intermédiaires bipolaires, et sorties sur C/MOS : le CA 3130 (fig. 7-27).

De ce fait, l'entrée ne consomme que 5 pA et son impédance différentielle est de 1 000 MΩ. La sortie sur C/MOS permet à l'excursion de tension d'avoisiner à quelques millivolts près les tensions positives ou négatives d'alimentation, pour un courant de 20 mA.

Cette sortie est auto-protégée contre les courts-circuits, ce qui n'est jamais le cas en bipolaire puisqu'il faut, là, adjoindre d'éventuels systèmes de protection complémentaires. En effet, le courant de sortie est auto-limité par la tension gate-source. De plus, le courant de court-circuit décroît lorsque la température croît.

L'essentiel du gain en tension aux forts signaux est fourni par les transistors bipolaires intermédiaires, suivis par un montage cascade de P/MOS, et par l'étage C/MOS de sortie : soit 6 000 environ.

Annoncé fin 1974, ce nouveau CI se prête à un grand nombre d'applications. Comme amplificateur opérationnel, ou comme comparateur : il n'exige qu'une seule tension d'alimentation mais est cependant capable de fournir une tension de sortie très proche de la tension négative. Cela n'est pas le cas avec les comparateurs bipolaires qui, dans les mêmes conditions, ne peuvent aller en dessous de 0,3 V.

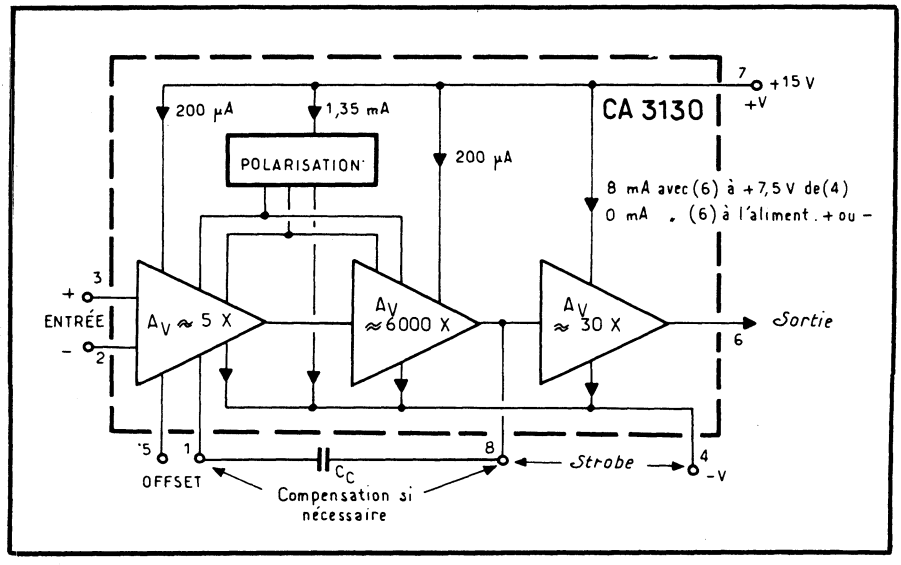


Fig. 7-27. — Synoptique de l'amplificateur opérationnel BIMOS type CA 3130.

Performances typiques du CA 3130 (à +V = 15 V et Ta = 25 °C)

Offset à l'entrée :	
tension	2 mV
courant	0,5 pA
Courant d'entrée	5 pA
Gain en tension (forts signaux)	100 000
Réjection de mode commun	90 dB
Tension d'entrée en mode commun	0 à 11 V
Courant de sortie absorbé	20 mA
Courant maximal de sortie fourni	22 mA
Tensions de sortie	10 mV à 14 V
Dérive	5 µV/°C
Bande passante au gain unité	15 MHz
Slew-rate au gain unité, entrée+	8 V/µs

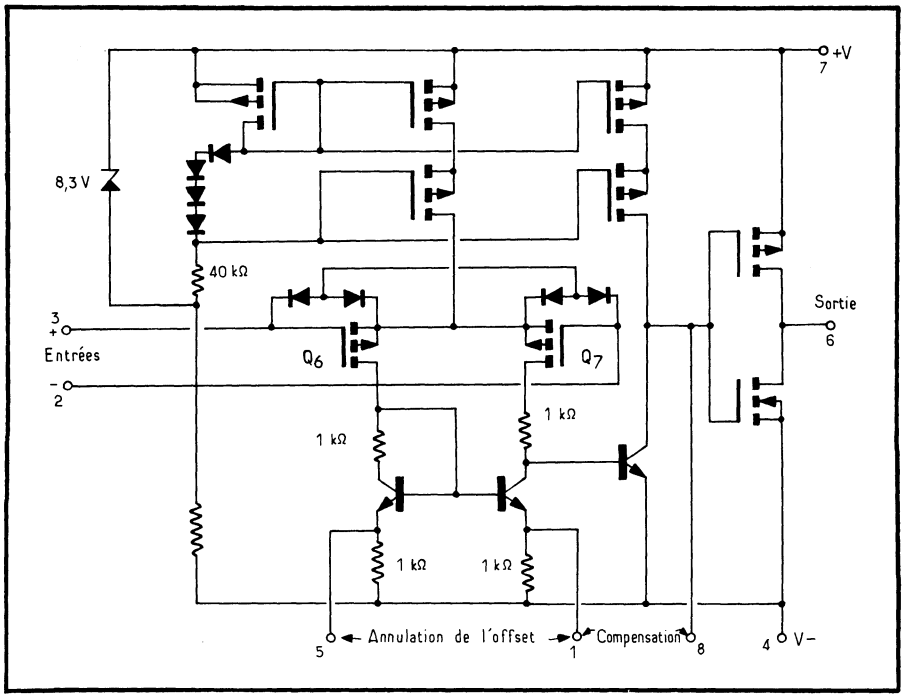


Fig. 7-28. — Le premier amplificateur opérationnel à P/MOS à l'entrée, bipolaires au centre, C/MOS à la sortie : le CA 3130.

Il peut servir de détecteur de seuil précis, de convertisseur courant-tension, d'amplificateur classique, etc. Il préfigure les circuits mixtes analogique-logique de l'avenir où le traitement logique pourrait être assuré exclusivement par les C/MOS. La figure 7-28 donne son schéma électrique simplifié. On notera que, comme pour bien d'autres éléments, ce CA 3130 a servi de chef de file.

7.8. Le LF 156 et les BIFET

Alors qu'on désigne par BIMOS le mélange des transistors bipolaires et MOS, on réserve généralement le nom de BIFET aux mariages bipolaires et FET à jonction. C'est *National Semiconductor* qui, le premier, a commercialisé des amplificateurs opérationnels ainsi appelés, réalisant les FET à jonction par implantation ionique (fig. 7-29). Le premier d'une série, annoncé en 1975, offrait ainsi les performances suivantes, pour un schéma de principe simplifié tel que celui de la figure 7-30 :

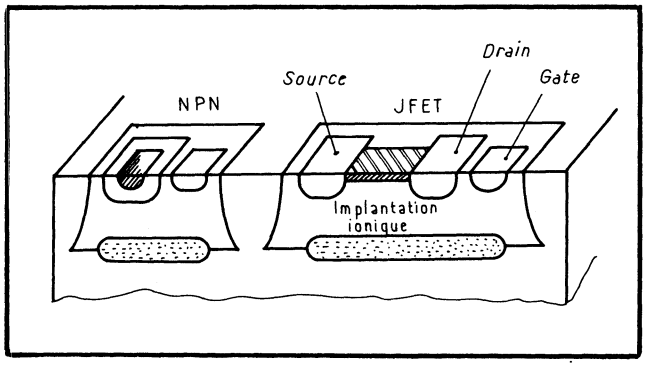


Fig. 7-29. — Structure d'un BIFET.

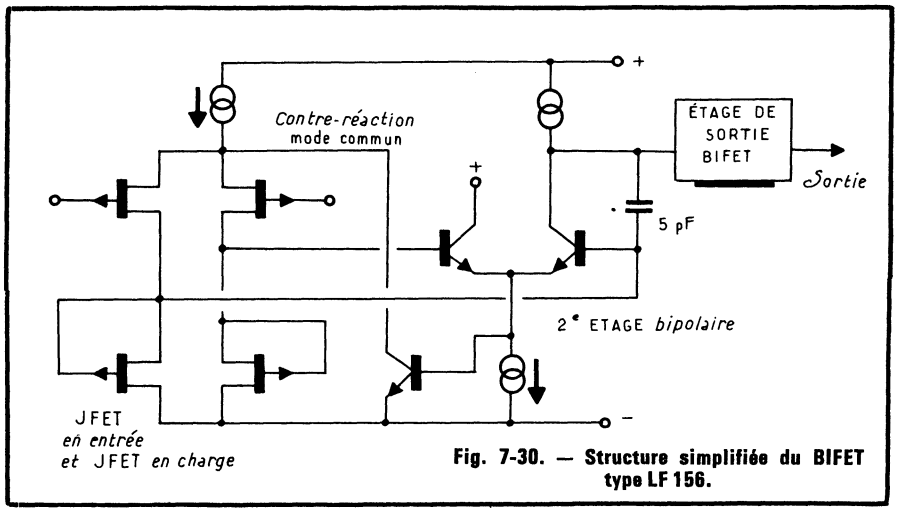


Fig. 7-30. — Structure simplifiée du BIFET type LF 156.

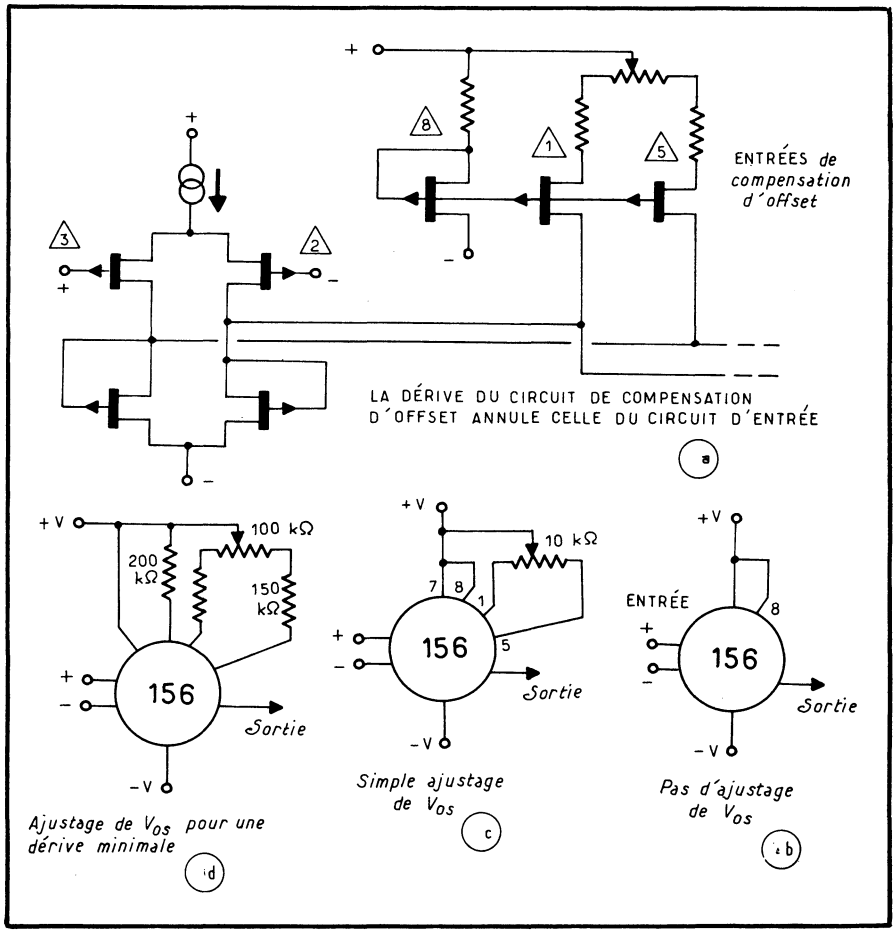


Fig. 7-31. — La dérive du circuit de compensation d'offset annule celle du circuit d'entrée.

courant de polarisation : 30 pA; slew-rate : 15 V/μs; produit gain-bande : 5 MHz; offset à l'entrée : 3 mV; dérive : 5 μV/°C; bruit : 12 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$; temps d'établissement à 0,01 % : 1,5 μs.

La combinaison vitesse-courant d'entrée-bruit-dérive, est donc excellente; cela est dû pour une bonne part à l'usage des FET. D'autre part, et parmi les autres caractéristiques, il convient de noter : la haute impédance d'entrée : 10^{12} Ω; l'offset en courant : 3 pA; le bruit en courant : 0,01 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$; la réjection de mode commun : 100 dB; et le gain en courant continu : 106 dB.

La dérive à l'entrée peut être compensée par le circuit de compensation d'offset, à l'aide d'un simple potentiomètre ou, éventuellement, d'un réseau plus complexe (fig. 7-31). Enfin, le LF 156 accepte de fortes charges capacitives en sortie (jusqu'à 10 nF) en montage suiveur sans redouter les oscillations. Son schéma électrique complet est donné figure 7-32.

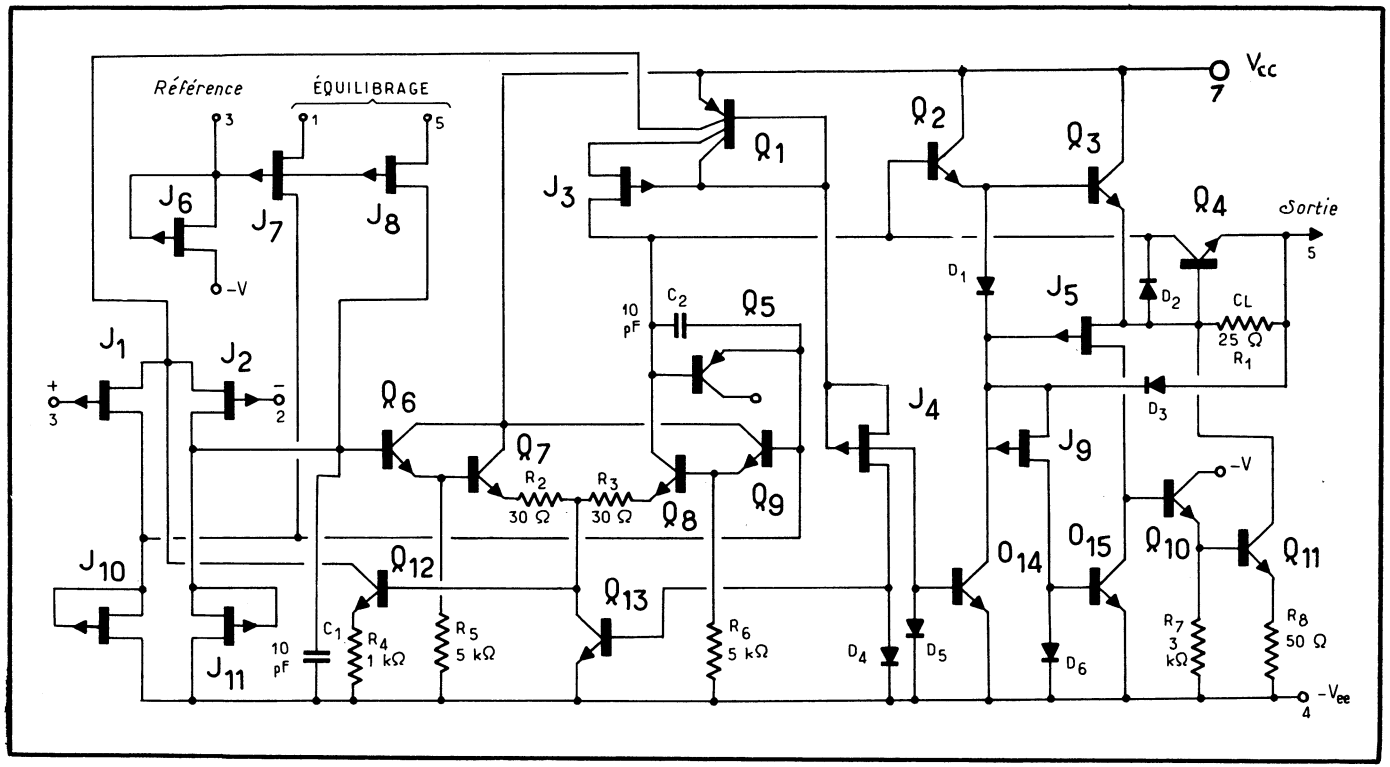


Fig. 7-32. — Schéma électrique du LF 156.

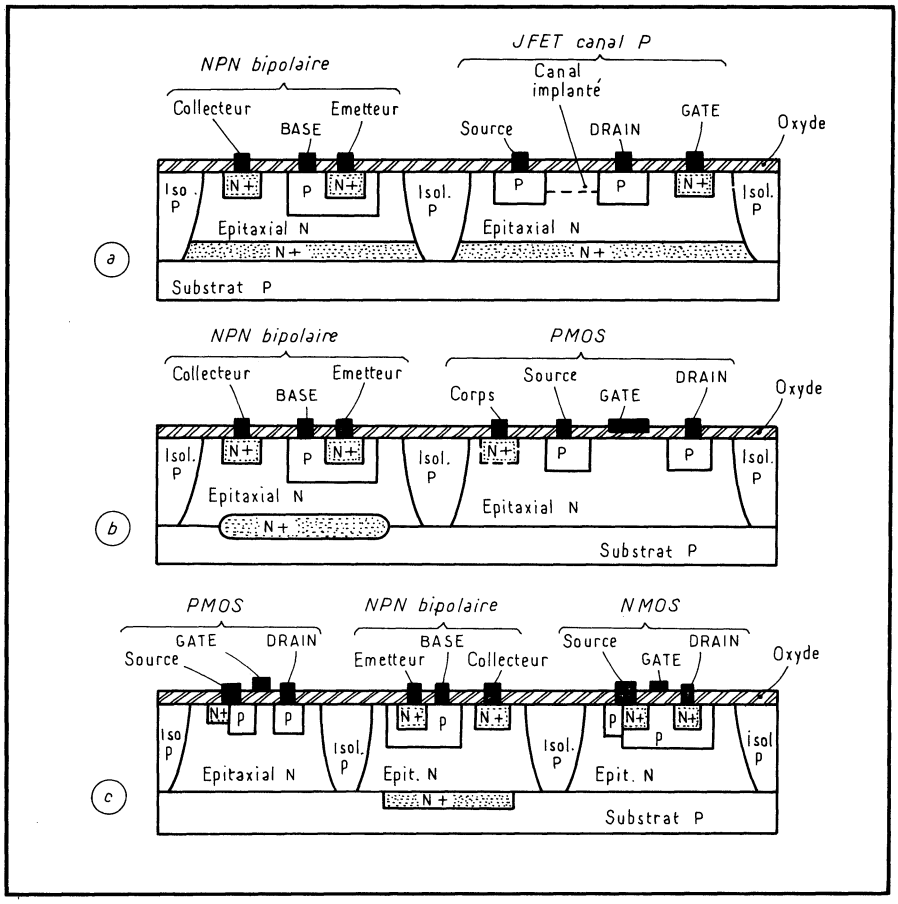


Fig. 7-33. — Comment sont réalisées les structures BIFET (a) et BIMOS, avec un PMOS en (b) et une paire CMOS en (c).

Par rapport au BIMOS, le BIFET offrirait ainsi un avantage important : un bruit moindre. La figure 7-33 montre, en coupe, comment ces mixages bipolaires-*FET* sont exécutés.

Les BIFET s'apprêtent ainsi à prendre la relève des amplificateurs opérationnels classiques, bipolaires. En 1978, leurs performances ont été poussées plus loin, sans qu'il s'agisse encore de limites : bande passante (plusieurs dizaines de mégahertz), slew-rate jusqu'à la cinquantaine de volts par microseconde, offset et sa dérive, annulés par construction selon diverses méthodes telles qu'isolement diélectrique et ajustage laser dynamique (le HA-5105 de *Harris*, par exemple : 15 MHz, offset de 0,5 mV avec dérive de 10 μV/°C), ou compensation interne avec circuits miroirs de courant (l'OP-16 de *Precision Monolithic Inc* — PMI — avec offset de 0,5 mV et dérive de 2 μV/°C, slew-rate de 25 V/μs et courant de bruit à l'entrée de 0,01 pA par racine carrée de hertz).

CHAPITRE 8

QUELQUES RÈGLES D'UTILISATION DES CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES

Avant d'aller plus avant dans l'étude des circuits intégrés linéaires, il convient de s'arrêter sur quelques règles d'utilisation qui doivent impérativement être respectées.

En effet, le bon fonctionnement d'un montage dépend souvent de quelques centimètres de fil en plus ou en moins, d'un découplage qui a été omis, d'une tension instantanée incorrecte...

Vus sous cet angle, les linéaires sont plus complexes à utiliser que les numériques car pour chaque circuit, on a affaire à un cas d'espèce — alors que pour les numériques, on considère des règles communes à toute une famille.

8.1. Saturation à l'entrée avec inversion (latch-up)

Reportons-nous, par exemple, au schéma de l'amplificateur opérationnel μA 702 A. On peut constater que l'application d'une tension égale à 2 V_{BE} entre l'entrée avec inversion et la masse suffit pour saturer le transistor TR_2.

A ce moment, celui-ci ne joue plus du tout son rôle, et l'on peut considérer que l'entrée travaille en « direct », sans inversion. La contre-réaction appliquée alors de la sortie à l'entrée « — » se transforme en réaction (positive) et bloque la sortie au niveau le plus élevé.

Même lorsque la tension d'entrée diminue, l'amplificateur ne « suit » plus alors, et reste bloqué; d'ailleurs, on court également le risque, dans cet état, de dépasser la tension maximale différentielle admise à l'entrée.

Ce phénomène de saturation de l'étage d'entrée avec inversion est désigné par le terme de « *input latch-up* » dans la littérature américaine, et il a déjà été évoqué dans le chapitre consacré au 709.

Ainsi, et pour le μA 702 A, la saturation de l'entrée avec inversion est atteinte lorsque la tension dépasse la valeur maximale admissible de mode commun; à cela correspond sensiblement un courant égal à celui débité par TR_1.

Il faut donc s'assurer que la tension de sortie ne peut pas saturer l'entrée avec l'inversion via le réseau de contre-réaction. Ce risque est, en fait, exclu lorsque le gain de l'amplificateur en boucle fermée est supérieur à 10 et lorsque la résistance de contre-réaction est supérieure à 50 kΩ.

En cas de doute, et par mesure de sécurité, il convient de monter une diode entre l'entrée avec inversion et la masse, comme indiqué figure 8-1. La tension d'entrée reste ainsi limitée à la chute de tension directe de la BAY 73.

Deux autres montages peuvent être à l'origine d'une saturation de l'entrée avec inversion.

Le premier est un montage intégrateur (fig. 8-2) où le condensateur de contre-réaction joue un rôle déterminant. Il est évident que celui-ci peut fort bien réappliquer à l'entrée une transitoire de sortie, et ce au moment le plus inopportun. D'ailleurs, le courant transmis par C_1 peut même être destructif si ce condensateur est de dix fois supérieur environ à celui utilisé pour assurer la compensation en fréquence (C_2). Les deux précautions à prendre s'imposent alors d'elles-mêmes :

— on monte une diode de protection comme précédemment;
— on choisit C_2 le plus grand possible.

Le second schéma (fig. 8-3) est celui d'un amplificateur à réponse non-linéaire. Les diodes D_2 et D_3, montées dans la boucle de contre-réaction, risquent, dans

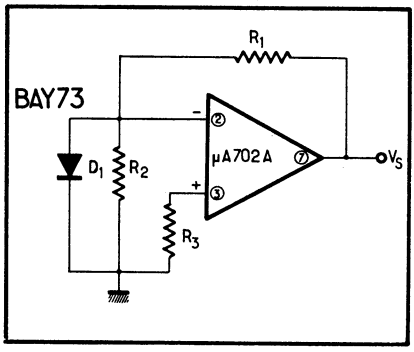


Fig. 8-1 (à gauche). — Lorsqu'il y a risque de saturation de l'entrée avec inversion, il est prudent de connecter une diode entre cette entrée et la masse, comme indiqué ici.

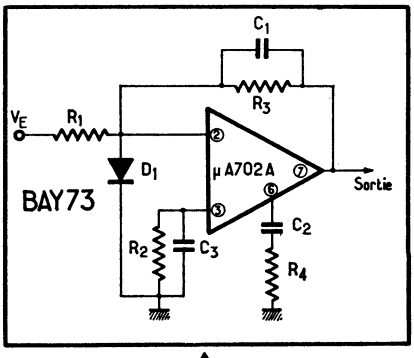


Fig. 8-2. — La diode de protection s'impose également dans le cas d'un montage intégrateur utilisant, ici, un μA 702 A.

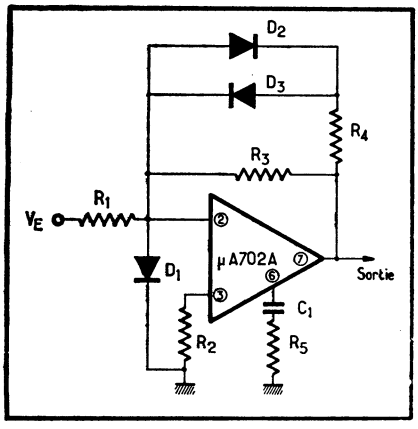


Fig. 8-3. — La résistance R_4 limite le courant de crête transmis par les diodes D_2 et D_3, tandis que la diode D_1, à l'entrée, exclut tout risque de saturation de celle-ci.

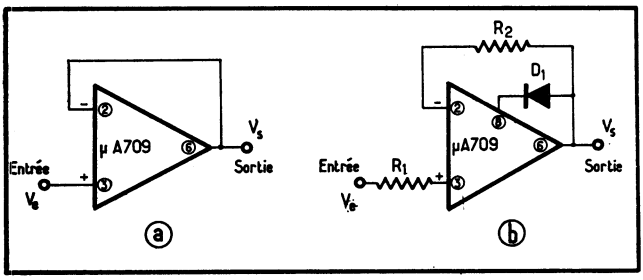


Fig. 8-4. — Montage suiveur utilisant un μA 709 (a), et son mode de protection contre la saturation de l'entrée avec inversion (b).

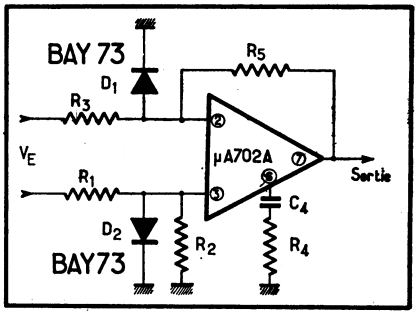


Fig. 8-5. — L'excursion positive de la tension d'entrée est limitée par l'emploi de diodes, connectées entre chaque entrée et la masse.

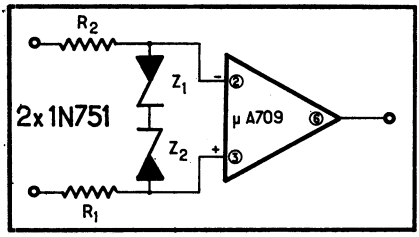


Fig. 8-6. — Deux diodes Zener en opposition limitent parfaitement les tensions différentielles d'entrée.

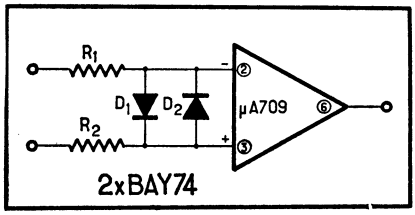


Fig. 8-7. — De simples diodes protègent efficacement l'amplificateur contre tout excès de la tension différentielle d'entrée.

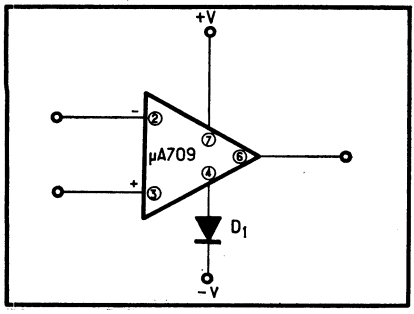


Fig. 8-8. — Une diode, connectée dans le sens indiqué, à la borne (4) d'un μA 709 suffit pour protéger l'amplificateur contre une inversion accidentelle des tensions d'alimentation.

ce cas, de réintroduire un courant excessif à l'entrée avec inversion et, de ce fait, de la saturer.

Deux précautions s'imposent alors : la première consiste à introduire une diode de protection D_1, comme précédemment, la seconde à connecter en série avec D_2 et D_3 une résistance R_4 qui limite leur courant de crête.

Supposons, maintenant, que nous réalisions le montage suiveur de la figure 8-4 *a* à l'aide d'un μA 709.

Pour éviter l'action intempestive d'une transitoire, à la sortie, il est plus simple, dans ce cas précis, de monter une diode D_1 entre ladite sortie et la borne (8) de l'amplificateur (fig. 8-4 *b*). Cette dernière correspond à la base du transistor TR_4 (fig. 8-1); on interdit ainsi à la tension de sortie de devenir plus positive qu'en ce point.

Les résistances additionnelles ne sont là que pour accroître, encore, la sécurité, mais elles ne s'avèrent pas obligatoires. Elles peuvent atteindre ou même dépasser 10 kΩ sans influer sur la valeur de la tension de décalage.

8.2. Limitation de la tension d'entrée

Une surtension appliquée à l'entrée, une transitoire, par exemple, risque d'endommager un amplificateur si son niveau dépasse la tension maximale permise.

On conçoit donc qu'une protection très efficace soit obtenue, aux entrées, à l'aide de simples diodes (fig. 8-5). Les tensions positives d'entrée sont ainsi limitées à leur chute de tension directe. Connectées en sens inverse, elïes apporteraient une excellente protection contre les surtensions négatives.

Mais une autre solution consiste à monter, entre les entrées, deux diodes Zener en opposition (fig. 8-6); celles-ci limitent efficacement la tension différentielle d'entrée à leur tension de Zener.

Si l'excursion de la tension différentielle d'entrée peut être réduite sans inconvénient, il suffit de monter deux simples diodes, comme indiqué dans la figure 8-7.

Rappelons, à ce propos, qu'une soudure faite alors que l'étage est en fonctionnement, à l'aide d'un fer à souder mal isolé et non relié à la masse, peut avoir des effets catastrophiques aux entrées, si celles-ci ne sont pas protégées!

8.3. Protection contre une inversion accidentelle des tensions d'alimentation

La tension d'alimentation négative doit toujours être appliquée au point le plus négatif du circuit intégré. Une inversion accidentelle des tensions d'alimentation risque, en effet, d'avoir des effets irréversibles, car les caissons d'isolement qui séparent les éléments constituent autant de diodes polarisées en inverse, lesquelles sont alors brutalement débloquées.

Le fort courant qui passe dans ce cas suffit pour volatiliser les interconnexions en aluminium. La protection évidente est donc constituée par une diode, montée comme le représente la figure 8-8 pour un μA 709, le même montage s'appliquant bien entendu à tous les types de circuits.

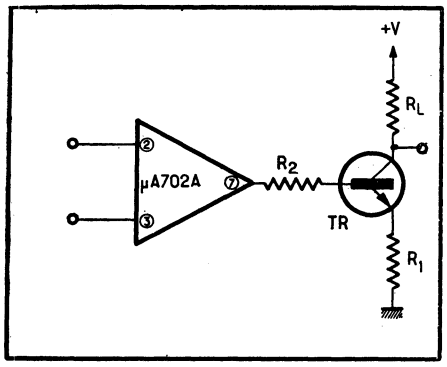


Fig. 8-9. — Principe de la limitation du courant de sortie : une résistance R_2, est montée en série avec la sortie de l'amplificateur et précède l'attaque de la base d'un transistor.

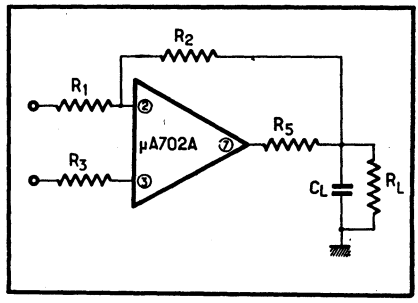


Fig. 8-10. — Lorsque l'impédance de charge est capacitive, on limite le courant de crête de sortie en introduisant une résistance série, R_5.

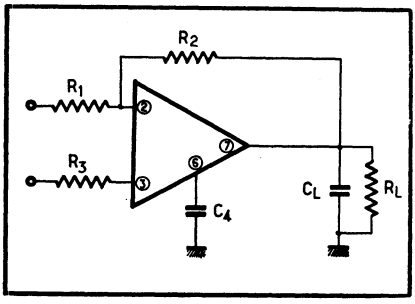


Fig. 8-11. — On peut aussi connecter un condensateur entre la borne de compensation en fréquence et la masse.

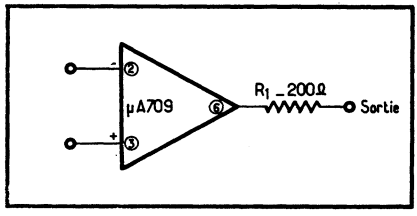


Fig. 8-12. — Une résistance de 200 Ω, montée en série avec la sortie d'un μA 709, protège l'amplificateur contre toute surcharge accidentelle.

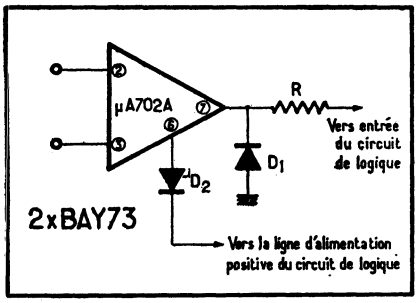


Fig. 8-13. — Lorsque le μA 702 est suivi par un circuit de logique, on limite l'excursion de sa tension de sortie à l'aide de deux diodes et d'une résistance.

8.4. Protection contre les surcharges et les courts-circuits à la sortie

La puissance que peut fournir un circuit intégré linéaire est limitée, d'une part par les possibilités de ses étages de sortie, d'autre part, par des questions de dissipation (type de boîtier, son montage, température...).

Ainsi, le courant fourni par un μA 702 A ne devrait en aucun cas excéder 50 mA. En conséquence, si la sortie de l'amplificateur attaque la base d'un transistor, il est prudent d'intercaler une résistance série qui limite son courant base-émetteur (fig. 8-9).

Une résistance série semblable est utile si la charge de l'amplificateur est capacitive (fig. 8-10). On se rappelle que la résistance interne de sortie du μA 702 A est de 200 Ω; une résistance additionnelle de 270 Ω suffit donc, même dans les cas les plus défavorables, pour limiter le courant à ces 50 mA.

Une autre méthode consiste à connecter un condensateur C_4 (fig. 8-11) entre la borne de compensation en fréquence et la masse, condensateur dont la valeur doit être égale ou supérieure au dixième de la capacité totale de la charge C_L. Il faut noter, cependant, que la bande passante du circuit est ainsi réduite.

Quant au μA 709, il est auto-protégé contre les courts-circuits accidentels à la sortie. Le courant est, en effet, limité à environ 75 mA, mais ce pour une durée d'environ 5 s à 25 °C.

Si l'on excède cette durée, la dissipation devient excessive, et la prudence recommande alors de connecter également une résistance, en série avec la sortie (fig. 8-12).

Si la charge est de 2 kΩ, une résistance de 200 Ω protège parfaitement l'amplificateur contre un court-circuit accidentel de la sortie, jusqu'à environ 75 °C, au prix, cependant, d'une réduction de 10 % de l'excursion de sortie.

Il convient enfin de noter que certains amplificateurs sont, par construction, aussi bien protégés contre les courts-circuits à la sortie comme à l'entrée et ce, de façon permanente, que contre la saturation de l'étage d'entrée. C'est le cas, par exemple, du μA 741, version évoluée du μA 709.

8.5. Attaque des circuits de logique

Il peut se faire que les circuits intégrés linéaires attaquent des circuits classiques de logique. Deux précautions sont alors à prendre :

1. La tension de sortie du circuit linéaire ne doit guère excéder la tension d'entrée du circuit de logique.

2. Le courant de sortie du circuit linéaire ne doit pas dépasser la valeur maximale admise.

On aboutit à ce double résultat avec le montage de la figure 8-13 appliqué à un μA 702 A. La diode D_1 limite l'excursion négative à environ −0,7 V, la résistance interne de l'amplificateur permettant alors de maintenir le courant de sortie a une valeur compatible avec son bon fonctionnement.

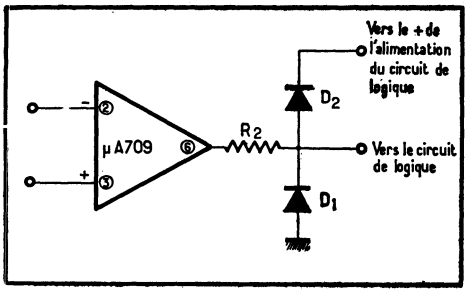


Fig. 8-14. — Montage équivalent pour le µA 709.

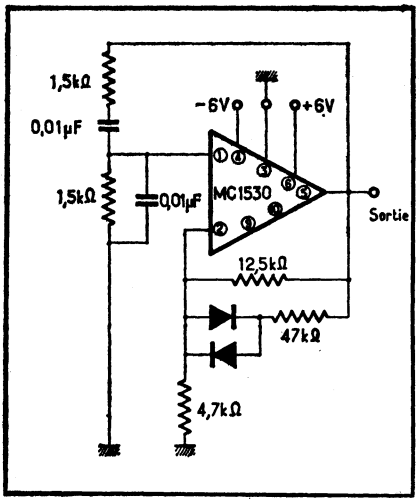


Fig. 8-15. — Montage d'un MC 1530 en pont de Wien; les découplages et la compensation en fréquence ont été volontairement omis.

D'autre part, la diode D_2 est connectée entre la borne de compensation en fréquence (c'est-à-dire, en fait, à la base du transistor de puissance) et la ligne d'alimentation positive du circuit de logique; ainsi, la tension de sortie ne peut excéder cette dernière.

Le schéma pratique serait quelque peu différent avec un µA 709 (fig. 8-14). La diode D_1, au silicium, empêche la tension de sortie d'être inférieure à environ —0,7 V par rapport à la masse, tandis que D_2, connectée à la ligne d'alimentation positive du circuit de logique, interdit à cette tension de dépasser approximativement celle-ci. Quant à la résistance R_2, elle limite le courant de sortie.

8.6. Exemple montrant l'importance des découplages

En raison de leur gain élevé et de leur importante bande passante, les circuits intégrés ont tendance à entrer spontanément en oscillation si l'on ne veille soigneusement, d'une part à découpler les bornes d'alimentation, d'autre part à établir correctement leur réseau de compensation en fréquence. L'exemple suivant est, à cet effet, des plus convaincants.

Référons-nous au montage d'un MC 1530 *Motorola* en pont de Wien (fig. 8-15). L'ensemble des composants a été câblé sur une plaquette-support en verre-époxy, et les fils d'alimentation ont une longueur d'environ 30 cm.

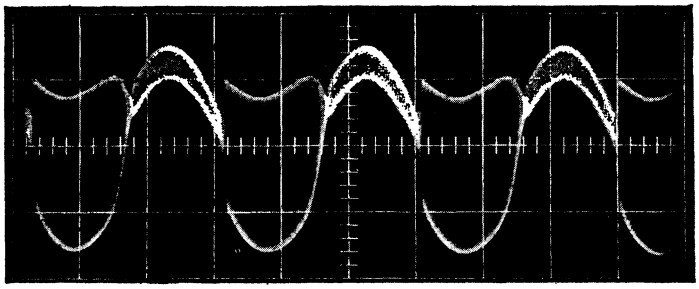


Fig. 8-16. — Signal à la sortie du M C 1530. Échelle verticale : 2 V/division; échelle horizontale : 20 μs/division.

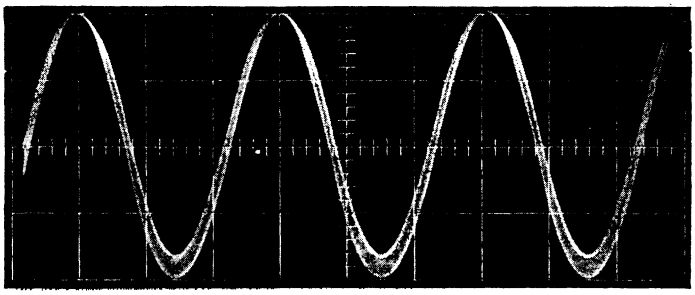


Fig. 8-17. — L'alimentation a été découplée; il en résulte une nette amélioration de la courbe de sortie. Verticalement : 2 V/disivion; horizontalement : 20 μs/division.

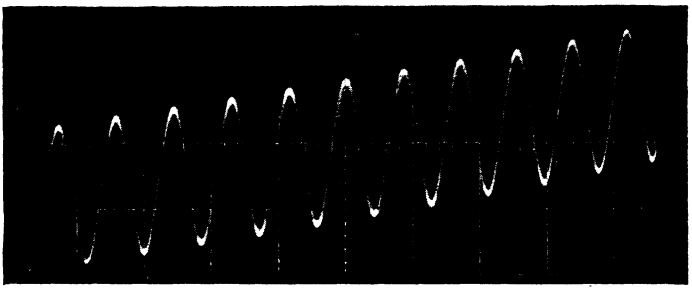


Fig. 8-18. — Cependant, une suroscillation à environ 6,2 MHz subsiste. Elle est représentée ici, avec les échelles; verticale : 0,5 V/division et horizontale : 0,2 μs/division.

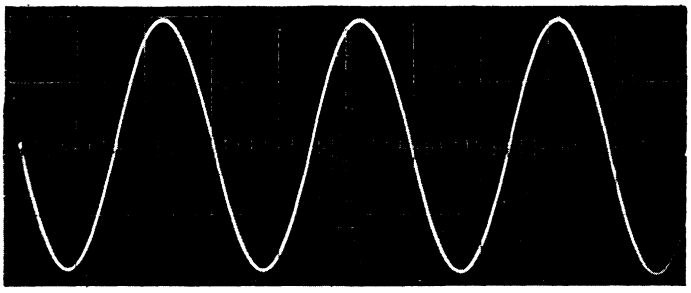


Fig. 8-19. — Enfin, la courbe idéale est obtenue en découplant également l'entrée (2) et en établissant le réseau de compensation en fréquence. Verticalement : 2 V/division; horizontalement : 20 μs/division.

L'oscillogramme de la figure 8-16 montre quelle est l'allure de la tension de sortie lorsque l'alimentation n'est pas découplée et lorsque la compensation en fréquence n'est pas assurée (aucun condensateur n'est connecté entre les bornes (9) et (10) de compensation en fréquence).

Si l'on découple l'alimentation, le signal de sortie prend l'allure représentée par la courbe figure 8-17. La suroscillation superposée au signal est à une fréquence d'environ 6,2 MHz (fig. 8-18).

Enfin, la figure 8-19 montre quelle est la forme de la courbe souhaitée, obtenue en branchant un condensateur de 51 pF entre la borne (2) et la masse, un condensateur de 0,1 μF entre les bornes d'arrivée du *plus* (6) et du *moins* (4) et la masse, et un condensateur de 0,01 μF entre les bornes (9) et (10) pour assurer la compensation en fréquence.

8.7. Compensation de la tension de décalage à l'entrée

Rappelons que la tension de décalage à l'entrée est la tension différentielle qu'il faut appliquer, à l'entrée, pour annuler la tension de sortie. Ce décalage a une double origine :

— il est, tout d'abord, provoqué par les déséquilibres du montage lui-même, dont la symétrie ne peut être parfaite;

— de plus, il résulte des produits respectifs courant d'entrée par résistance série, lesquels produits ne sont pas forcément égaux.

Pour certaines applications, il convient d'annuler ce décalage; c'est le cas, notamment, lorsque l'amplificateur suit un pont de mesure. Ainsi, on pourra recourir à l'un des trois montages suivants (fig. 8-20) :

— au montage *a*, lorsque la résistance de source est faible (inférieure à 2 kΩ avec un μA 702 A); la résistance R_4 doit être très supérieure à R_1;

— au montage *b*, dans des cas plus généraux; il faut, ici, que $P \gg R_1$ et $R_4\ (-V)/R_S \approx 10$ mV;

— enfin, au montage *c*, pour de fortes impédances de source, l'attaque se faisant alors en courant. Dans ce dernier cas, il faut que $R_1 \approx R_2/2$ et $R_1 + P \approx 2\,R_2$.

Le principe d'une telle compensation, prévue ici pour un amplificateur μA 702 A, peut être appliqué à tout autre type de circuit.

Enfin, dans le chapitre consacré au μA 741, il a été montré comment un simple potentiomètre connecté aux bornes *ad hoc* permet d'annuler sa tension de décalage.

8.8. Compensation des déséquilibres dûs au courant de polarisation

Il suffit parfois de quelques circuits extérieurs complémentaires simples pour accroître considérablement les performances des amplificateurs intégrés linéaires, en particulier pour maîtriser leurs décalages et leur dérive lorsqu'ils sont utilisés avec des résistances de source relativement élevées (supérieures à 10 kΩ). Ce faisant, on améliore leur résolution et leur capacité à traiter de faibles signaux.

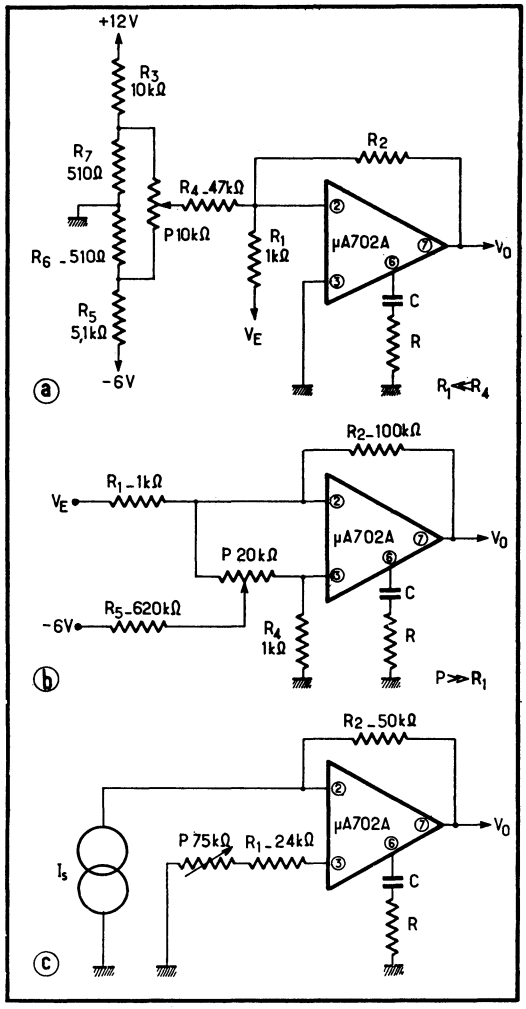


Fig. 8-20. — Compensation de la tension de décalage d'entrée, appliquée à un amplificateur μA 702 A : lorsque la résistance de source est faible (a), dans les cas plus généraux (b), et lorsque la résistance de source est forte et que l'attaque s'effectue en courant (c).

Utilisation d'un simple potentiomètre

Le courant moyen d'entrée de l'amplificateur, ou courant de polarisation, crée aux bornes des résistances de source des chutes de tension qui doivent être équilibrées pour ne pas être à l'origine d'une tension de décalage intempestive.

La méthode la plus simple pour assurer ce bon équilibre, donc une tension différentielle d'entrée réelle nulle en l'absence de signal, consiste, lorsque l'amplificateur n'est attaqué que sur l'entrée avec inversion, à connecter un potentiomètre en série avec l'autre entrée (fig. 8-21).

Sa valeur doit être d'environ trois fois l'équivalent de R_1 et R_2 en parallèle, soit environ trois fois 50 kΩ dans le cas du schéma (150 kΩ).

Identique dans son principe, la méthode applicable à une configuration sans inversion fait également appel à un potentiomètre dont la valeur recom-

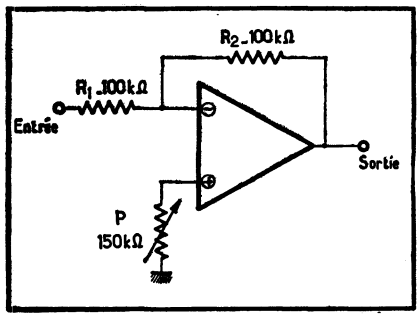


Fig. 8-22 (ci-contre). — Identique au précédent, ce montage s'applique à un amplificateur intégré attaqué sur son entrée sans inversion.

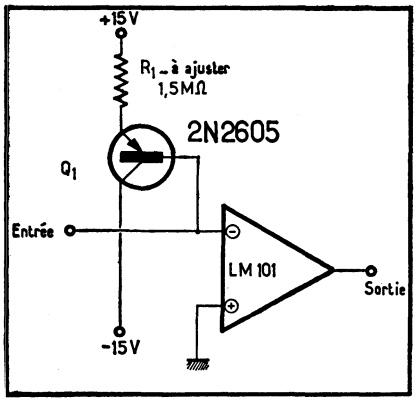


Fig. 8-24 (ci-contre). — Appliqué à un montage suiveur de tension, le transistor p-n-p de la figure précédente doit être alimenté par une source de courant constant.

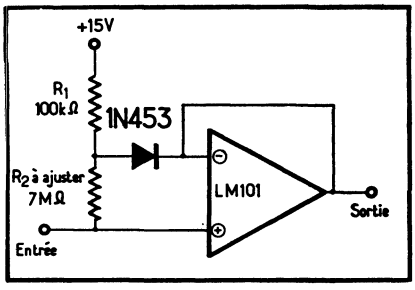


Fig. 8-21 (ci-contre). — Un simple potentiomètre, connecté à l'entrée directe, permet de compenser les déséquilibres introduits par le courant de polarisation, déséquilibres sensibles en particulier lorsque la résistance de source est élevée.

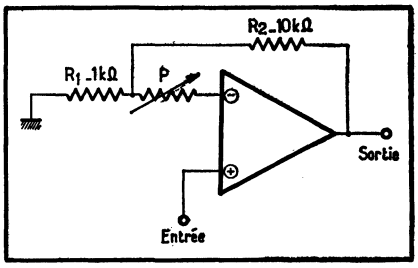


Fig. 8-23 (ci-contre). — Un transistor extérieur PNP établit la compensation qui rend l'amplificateur insensible aux variations de la résistance de source.

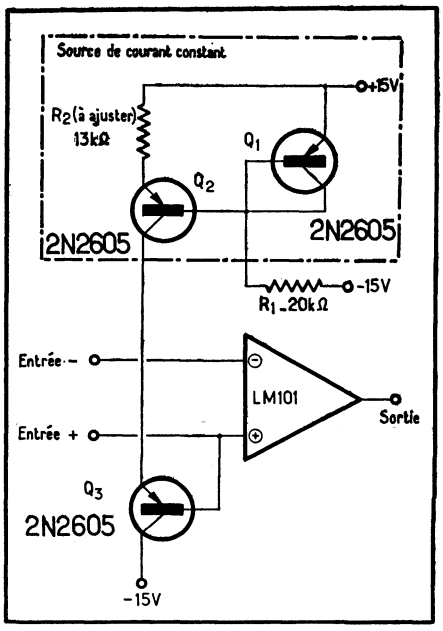


Fig. 8-25 (ci-contre). — Une simple diode au germanium peut également servir à équilibrer un montage suiveur.

mandée atteint le triple de celle de la résistance de source (fig. 8-22). Autre condition : l'ensemble parallèle $R_1//R_2$, devrait se maintenir à une valeur équivalente au tiers de cette même résistance de source. Cette méthode convient donc, ainsi que la précédente, d'ailleurs, dans les cas où les diverses résistances sont fixes, et parfaitement connues.

Utilisation de semiconducteurs extérieurs

Les amplificateurs intégrés sont généralement équipés de transistors NPN à l'entrée. Un bon moyen d'équilibrer le courant de polarisation et d'annuler la dérive consiste alors à monter un PNP extérieur, comme indiqué sur la figure 8-23.

Choisi de préférence parmi les types au silicium, ce transistor PNP doit être le symétrique du NPN d'entrée du circuit intégré, avec notamment un gain et une dérive identiques. Sa résistance d'émetteur R_1 est ajustée pour annuler la tension différentielle d'entrée, au repos.

Un tel montage convient parfaitement à une configuration avec inversion, mais appliqué à un ensemble suiveur, il réduirait considérablement l'impédance d'entrée. En effet, le courant de base du PNP varie avec la tension d'entrée, à moins qu'on alimente ce dernier transistor à l'aide d'une source de courant constant (fig. 8-24).

La résistance R_2 est ajustée comme précédemment et, si la source est affectée du même coefficient de température que l'étage d'entrée du circuit intégré, la compensation de la dérive s'avère excellente.

Plus économique, mais moins efficace, le schéma à diode de la figure 8-25 peut s'appliquer également à un montage suiveur. En effet, la tension aux bornes de la diode décroît lorsque la température croît, mais pas assez vite cependant pour compenser parfaitement la variation du gain en courant du transistor d'entrée.

La compensation du courant de décalage est, quant à elle, assurée au moyen de R_2, à ajuster bien entendu. Grâce à la diode, ce montage, équivalent du classique « boot strap », est insensible aux variations de la tension d'entrée et, en conséquence, l'impédance d'entrée reste très élevée et dépasse 1 000 MΩ.

Montage « universel »

Capable de compenser les déséquilibres du courant de polarisation dans toute la gamme des tensions d'entrée de mode commun et ce, même si les tensions d'alimentation ou la température varient (dans les limites permises), le montage de la figure 8-26 s'avère « universel » puisqu'il s'applique aux deux entrées simultanément.

Le réglage de R_1 permet d'annuler purement et simplement le courant apparent d'entrée à l'entrée sans inversion, tandis qu'en ajustant R_2, on aboutit au même résultat mais avec l'entrée avec inversion. Si, de plus, les résistances de source sont d'égale valeur, la dérive restera minimale.

8.9. Utilisation de radiateurs

Certains circuits intégrés de puissance, capables de dissiper plusieurs watts, doivent être montés sur radiateur. Dans certains cas, des languettes de dissipation sont noyées dans le boîtier et en dépassent.

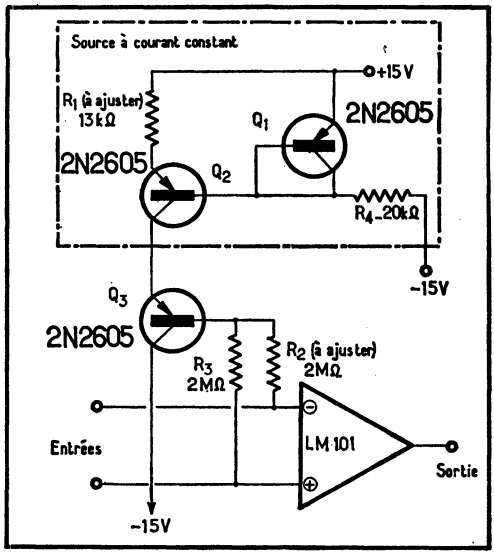


Fig. 8-26 (ci-contre). — Un montage dit universel.

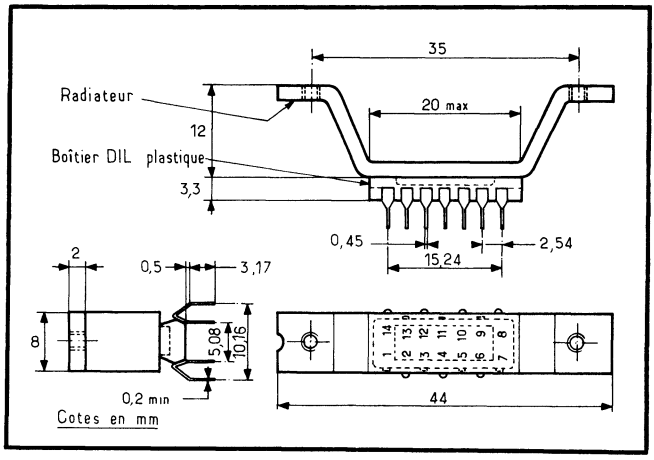


Fig. 8-27. — Exemple de boîtier avec radiateur de SGS-Ates.

C'est notamment ainsi que sont présentés de nombreux circuits audio de puissance, tels les éléments *SGS-Ates* dont le boîtier type est dessiné figure 8-27.

La résistance thermique puce de semiconducteur-boîtier doit être la plus réduite possible. En mettant la puce en excellent contact thermique avec le radiateur, *SGS-Ates* a pu atteindre une Rth (puce-boîtier) de 3 °C/W seulement, ce qui a permis la réalisation de circuits BF de 20 W avec un excellent rendement. Encore faudra-t-il, ensuite, fixer ce radiateur sur un dissipateur plus puissant, ce qu'on n'omettra pas de faire.

Les formes et types de radiateurs varient souvent d'un type à l'autre de circuit.

CHAPITRE 9

MESURES SUR LES CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES

Puisque de nombreux paramètres ont été évoqués à propos des amplificateurs, il convient de préciser ici comment l'on procède à leur mesure.

Ce seront très généralement les mêmes principes qui s'appliqueront aux mesures sur les autres types de linéaires.

9.1. Mesures de gains

9.1.1. RAPPEL DES DÉFINITIONS FONDAMENTALES

Le *gain en tension* d'un circuit quelconque est défini, de façon rigoureuse, par le *rapport entre la variation de tension à la sortie à la variation de tension à l'entrée qui l'a provoquée.*

Pour ne pas alourdir inutilement le texte qui suit, nous omettrons généralement de rappeler qu'il s'agit d'une variation et nous considérerons les valeurs efficaces des signaux alternatifs, ou absolues des signaux continus, par rapport à une référence qui est la masse.

En tout état de cause, il est essentiel de mesurer, tout d'abord, le gain en boucle ouverte des circuits intégrés : c'est effectivement ce que permettent les montages de mesure proposés ci-après et relatifs aux gains en mode différentiel comme en mode commun.

9.1.2. GAIN DIFFÉRENTIEL, A SORTIE ASYMÉTRIQUE, EN BOUCLE OUVERTE

Un montage de principe permettant de mesurer le gain différentiel d'un amplificateur intégré est donné figure 9-1. Le générateur V_1 fournit une tension

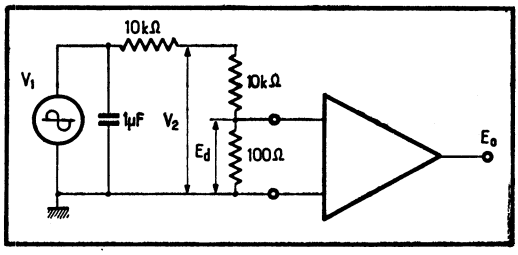


Fig. 9-1. — Montage de principe permettant de relever le gain en tension, en boucle ouverte, d'un amplificateur intégré.

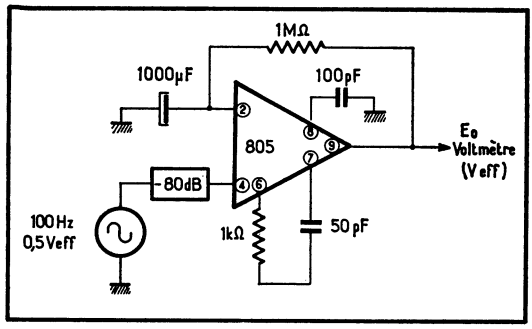


Fig. 9-2. — Autre principe de la mesure du gain. Le gain A vaut alors : $A = 20\,000\ E_0$.

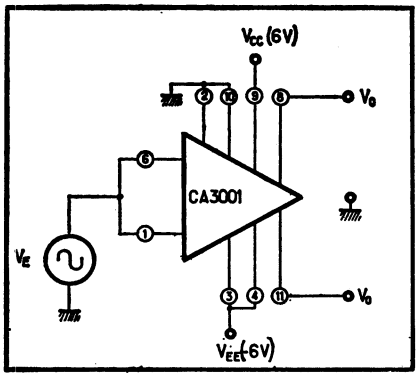


Fig. 9-3. — Schéma destiné à la mesure du gain en mode commun, sortie asymétrique.

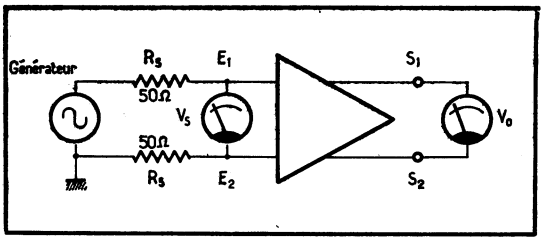


Fig. 9-4. — Principe de la mesure du gain à entrées et sorties différentielles.

alternative à très basse fréquence, afin de rester dans les limites où le gain est linéaire, par exemple, 2 Hz. Supposons qu'il délivre 1 V. La tension différentielle effectivement appliquée aux entrées est $E_d = V_2/101$, soit, pour simplifier : $E_d \approx V_2/100$.

Le gain en tension est alors donné, de façon classique, par le rapport entre les tensions de sortie (ici, E_0) et d'entrée; ce gain A est donc de :

$$A = \frac{E_0}{E_d} = 100 \frac{E_0}{V_2}$$

La mesure de gain différentiel se réduit donc à deux mesures de tension.

Variante

Soit à mesurer le gain différentiel, sortie asymétrique, d'un amplificateur (fig. 9-2). Le générateur fournit une tension de 0,5 V_{eff}, à 100 Hz. Cette tension est atténuée de 10 000 (—80 dB), et attaque les entrées différentielles (via un fort condensateur, pour l'une d'elles).

La tension de sortie en volts efficaces, dont la valeur est E_0, permet d'établir le gain A :

$$A = \frac{E_0}{0{,}5/10000} = 20000\, E_0$$

9.1.3. GAIN EN MODE COMMUN

Pour un amplificateur différentiel, le gain en mode commun peut, *a priori*, sembler ne posséder aucune signification. En effet, si l'on attaque simultanément les deux entrées différentielles à l'aide d'un seul et même signal, la tension de sortie devrait rester égale à zéro.

En fait, il n'en va pas ainsi : les déséquilibres inhérents au circuit intégré — à l'étage ou aux étages différentiels — font qu'une tension minime, certes, mais appréciable cependant, apparaît à la sortie. Cette tension permet, plus précisément, d'évaluer le rapport de réjection de mode commun du circuit.

Le montage à réaliser pour assurer la mesure du gain en mode commun est indiqué figure 9-3, pour un amplificateur à large bande, type CA 3001, par exemple.

Le gain en tension en mode commun, A_c, est donné par le rapport de la tension de sortie V_0, mesurée à l'une quelconque des deux bornes de sortie, à la tension d'entrée, V_E. Ainsi :

$$A_c = \frac{V_0}{V_E}$$

9.1.4. GAIN AVEC SORTIES SYMÉTRIQUES

Le montage de principe permettant de mesurer le gain différentiel avec sorties différentielles est indiqué figure 9-4. Ce gain en tension est, à nouveau, donné par la formule :

$$A_d = V_0/V_E$$

Appliqué à l'amplificateur CA 3000, le montage à réaliser est celui de la figure 9-5. Le voltmètre a, ici, été remplacé par un oscilloscope à entrées diffé-

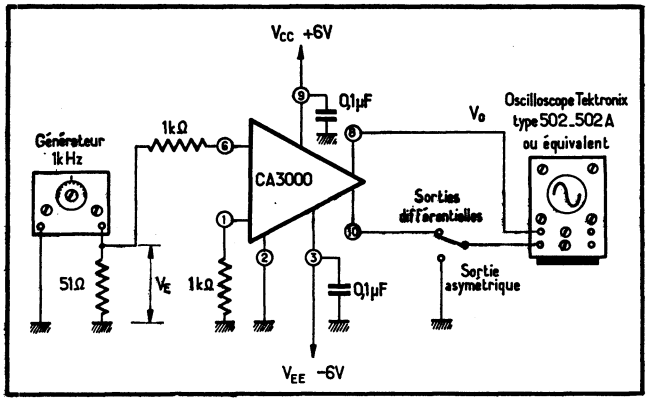


Fig. 9-5. — Application du montage de principe précédant à l'amplificateur différentiel CA 3 000.

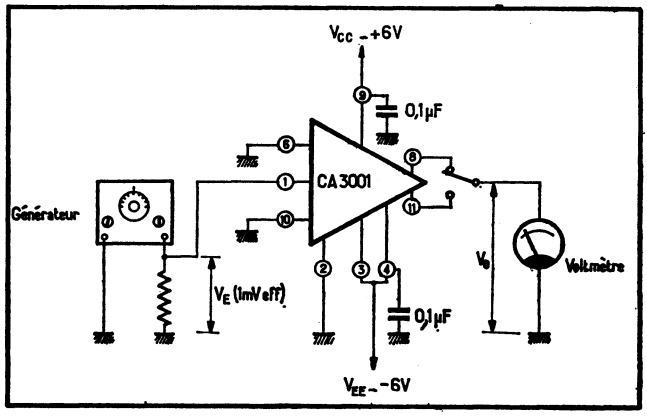


Fig. 9-6. — Principe de la mesure du gain en fonction de la fréquence, et détermination de la bande passante à — 3 dB.

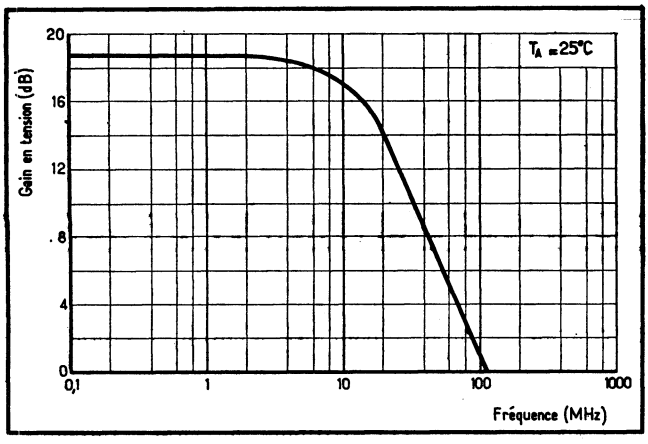


Fig. 9-7. — Courbe de réponse relevée à l'aide du montage de la figure précédente pour l'amplificateur CA 3001.

rentielles, et une commutation simple permet de comparer le gain, à sortie asymétrique, au gain à sorties différentielles. Bien entendu, ce gain peut être donné en décibels (comme dans les autres cas, d'ailleurs) et la formule devient alors :

$$A_d = 20 \log_{10} \frac{V_0}{V_E}$$

9.1.5. GAIN EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. BANDE PASSANTE A —3 DB

Pour déterminer la bande passante à —3 dB et, en définitive, la courbe du gain en fonction de la fréquence, le montage à réaliser n'est guère différent (fig. 9-6).

Avec un générateur non vobulé, la courbe de gain se relève point par point. Pour établir la fréquence au gain —3 dB, on procède de la façon suivante :

— le générateur est réglé sur 1 kHz (dans le cas du CA 3001, précisons-le), et fournit 1 mV_{eff};

— on note, à ce moment, la tension de sortie V_0;

— puis, on accroît la fréquence en maintenant constante la tension de sortie, jusqu'à ce que

$$A\ (dB) = 20 \log_{10} \frac{V_0}{V_E}.$$

ait diminué de 3 dB;

— la fréquence lue à ce moment est, en conséquence, la bande passante à —3 dB.

Dans le cas du CA 3001, on obtient une courbe telle que représentée figure 9-7, les entrées étant attaquées en différentiel.

Utilisation de la courbe de transfert

Le gain, pour des signaux de grande amplitude, peut également être déduit de la fonction de transfert du circuit intégré. Nous examinerons comment il faut alors procéder dans un paragraphe ultérieur.

9.2. Les impédances d'entrée et de sortie

On peut distinguer deux types d'impédances d'entrée : l'*impédance d'entrée* dite *de mode commun*, et l'*impédance d'entrée différentielle*. La première est l'impédance « vue » entre une borne d'entrée et la masse, la seconde, celle qui apparaît entre les deux bornes d'entrée.

Il en va de même pour les sorties. On distingue, en effet, l'*impédance de sortie* dite *de mode commun*, entre une borne de sortie et la masse, et éventuellement, l'*impédance de sortie différentielle*, qui apparaît entre les deux bornes de sortie.

Dans le cas d'un montage totalement asymétrique (entrée unique et sortie unique), la situation est bien plus simple puisqu'il n'y a plus qu'un seul type d'impédance à considérer par borne.

9.2.1. IMPÉDANCE D'ENTRÉE DIFFÉRENTIELLE

Application de la loi d'Ohm

La mesure directe d'une impédance n'est pas toujours facile à réaliser. Pour tourner cette difficulté, la première idée qui vient à l'esprit consiste à mesurer séparément une tension et un courant, d'entrée par exemple, et à appliquer la loi d'Ohm.

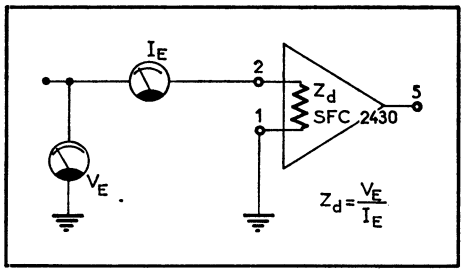


Fig. 9-8. — Mesure de la résistance d'entrée différentielle en application de la loi d'Ohm.

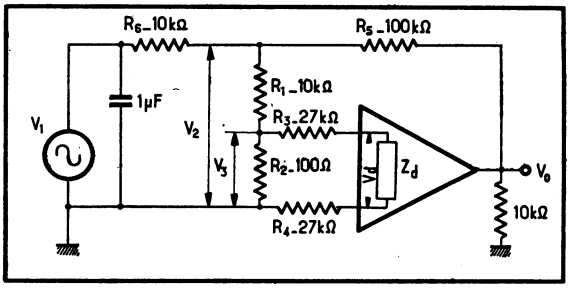


Fig. 9-9. — Montage utilisé pour déterminer l'impédance d'entrée différentielle, connaissant le gain en tension.

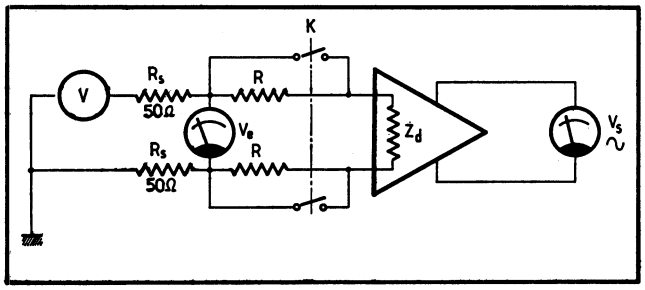


Fig. 9-10. — Variante permettant de déterminer l'impédance d'entrée différentielle, lorsqu'on ne connaît pas le gain dn tension.

Ainsi, soit l'amplificateur opérationnel SF.C 2430, la mesure de son impédance d'entrée différentielle Z_d s'effectue à l'aide du montage de la figure 9-8 : on mesure la tension d'entrée V_E et le courant d'entrée I_E, et leur rapport donne Z_d :

$$Z_d = V_E/I_E$$

Mesure, connaissant le gain en tension

L'impédance d'entrée différentielle Z_d peut être déterminée à l'aide du montage de la figure 9-9. Les entrées de l'amplificateur — dont on suppose que l'on

connaît le gain en tension A — sont attaquées par un générateur fournissant une tension V_1, via un réseau de résistances. Le signal d'attaque est à très basse fréquence — afin de rester dans la région linéaire de fonctionnement du circuit — et à un niveau qui, à l'entrée, est compatible avec ce que le circuit admet.

On mesure alors la tension de sortie, V_0. La tension réelle appliquée aux bornes de Z_d est alors de $V_d = V_0/A$; or, on sait que, entre le point P et la masse, on dispose d'une tension :

$$V_3 = \frac{V_2}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

pour simplifier, on peut même écrire que :

$$V_3 = V_2/100$$

dans le cas du schéma. Cette tension est appliquée à la chaîne R_3, Z_d et R_4; il est donc facile de poser :

$$\frac{V_3}{R_3 + Z_d + R_4} \cdot Z_d = \frac{V_0}{A}$$

pour aboutir à, en appelant $S = R_3 + R_4$:

$$Z_{ed} \frac{\frac{V_0}{A} \cdot S}{\frac{V_2}{100} - \frac{V_0}{A}}$$

Supposons, par exemple, que $A = 100\,000$,$V_0 = 10$ V, et $V_2 = 50$ mV. L'application de la formule ci-dessus montre immédiatement que $Z_d = 13\,500\ \Omega$.

Mesure à partir de deux valeurs de la tension d'entrée

Reportons-nous au schéma de la figure 9-10. Lorsque les interrupteurs K sont ouverts, les résistances R sont en service, et l'on mesure V_1 à la sortie; lorsque ces interrupteurs sont fermés, les résistances R sont court-circuitées, et l'on mesure V_2 à la sortie.

Il est évident que la tension d'entrée V_E est liée, dans ces deux cas, à la tension de sortie par

$$V_E = \frac{V_2}{A}$$

et

$$\frac{V_E}{2R + Z_d} \cdot Z_d = \frac{V_1}{A}$$

en appelant A le gain en tension de l'amplificateur. Ces deux équations se résolvent aisément, et l'on trouve :

$$Z_d = \frac{2R}{\frac{V_1}{V_2} - 1}$$

De cette façon, il n'est même plus nécessaire de connaître le gain en tension de l'amplificateur.

9.2.2. IMPÉDANCE D'ENTRÉE, A ENTRÉE UNIQUE

L'impédance d'entrée d'un élément à entrée unique se mesure très facilement, par exemple à l'aide du montage de la figure 9-11. Le générateur fournit une tension V_A, qui devient V_B aux bornes de l'impédance d'entrée Z. On a donc immédiatement :

$$V_B = \frac{V_A}{20 \cdot 10^3 + Z} \cdot Z$$

donc :

$$Z = \frac{20 \cdot 10^3}{\frac{V_A}{V_B} - 1}$$

9.2.3. IMPÉDANCE D'ENTRÉE DE MODE COMMUN

La mesure de l'impédance d'entrée de mode commun, en montage à entrées différentielles, s'effectue selon le schéma de la figure 9-12.

On réalise un montage suiveur, de gain égal à 1. La tension de sortie, E_0, est donc toujours égale à la tension d'entrée, elle-même égale à V_1 pour $R = 0$ (le potentiomètre en court-circuit).

Puis, on règle R de façon à lire une tension de sortie V_2, égale à 90 % de V_1, soit :

$$V_2 = 0{,}9\ V_1$$

On a donc évidemment à ce moment, puisque $0{,}9\ V_1$ est la tension réelle appliquée à l'entrée :

$$\frac{V_1 \cdot Z_c}{Z_c + R} = 0{,}9\ V_1$$

d'où l'on extrait :

$$Z = 9\ R$$

ce qui d'ailleurs, apparaissait clairement *a priori* sur le schéma réalisé.

Variante

Soit l'amplificateur SNX 1312 à substrat stabilisé en température. C'est un amplificateur différentiel, à très faible dérive en température (0,15 μV/°C de −25 à +100 °C). En effet, le circuit de régulation en température, des diodes sensibles à la température commandent la dissipation de transistors « de chauffage ».

La mesure de l'impédance d'entrée du SNX 1312, en fonction de la fréquence, est assurée à l'aide du montage de la figure 9-13. Du fait que l'interrupteur en

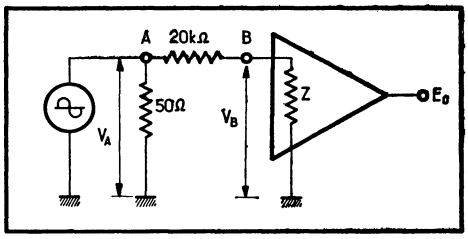


Fig. 9-11. — Deux mesures de tension, à l'entrée, sont effectuées afin de calculer l'impédance d'entrée à l'entrée unique.

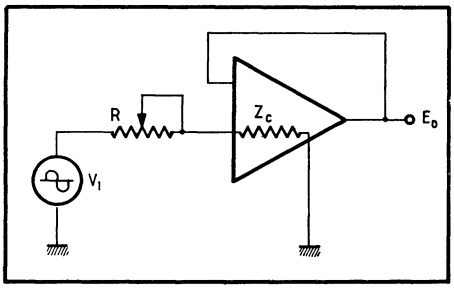


Fig. 9-12. — Principe de la mesure de l'impédance d'entrée de mode commun d'un élément différentiel.

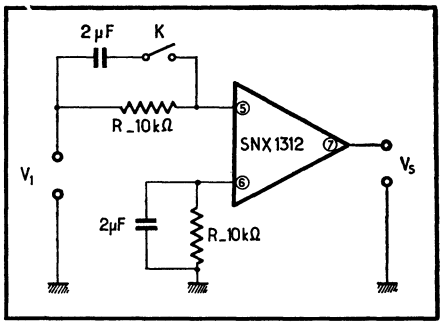


Fig. 9-13. — Montage de mesure de l'impédance d'entrée, appliqué au SNX 1 312.

court-circuite qu'une seule des résistances de 10 kΩ, il est évident que l'attaque s'effectue entre la borne (5) et la masse; donc, on mesure bien l'impédance d'entrée de mode commun.

Supposons que la tension fournie par le générateur soit V_1, à une fréquence telle qu'elle n'est pas atténuée par les condensateurs. Lorsque l'interrupteur K est fermé, cette tension est intégralement appliquée à l'entrée (5) et se retrouve multipliée par le gain à la sortie; appelons V_{s1} cette tension de sortie, avec :

$$V_{s1} = AV_1$$

Ouvrons l'interrupteur K; la tension appliquée réellement à la borne (5) est alors V_2, avec :

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot Z}{R + Z}$$

si l'on appelle R la résistance série de 10 kΩ, ici, et Z l'impédance d'entrée de mode commun. La tension de sortie est alors de $AV_2 = V_{s2}$. Le gain de l'amplificateur n'ayant pas varié, on peut écrire que :

$$A = \frac{V_{S1}}{V_1} = \frac{V_{S2}}{V_2}$$

expression dans laquelle nous pouvons remplacer V_2 par sa valeur :

$$\frac{V_{S1}}{V_1} = \frac{V_{S2}}{V_1 Z}(R + Z)$$

Il ne reste plus qu'à simplifier et à extraire Z. Tous calculs faits, on trouve :

$$Z = \frac{1}{\frac{V_{S1}}{V_{S2}} - 1}$$

L'impédance d'entrée varie en fonction de la fréquence, ce que le montage proposé permet de mettre en évidence.

9.2.4. IMPÉDANCE DE SORTIE (ASYMÉTRIQUE)

Mesure à l'aide du gain en tension

Pour mesurer l'impédance de sortie, en montage à sortie unique, on réalise le montage de la figure 9-14. Lorsque la charge R, de 10 kΩ, n'est pas connectée, on lit une tension de sortie E_0; le gain est alors de :

$$A_0 = \frac{E_0}{V_d}$$

avec V_d = tension différentielle d'entrée. Le courant de sortie I est donné, à ce moment, par :

$$I = E_0/Z$$

Connectons maintenant la charge R = 10 kΩ; la tension de sortie devient E_1, et le gain A_1; ils sont reliés par la relation :

$$A_1 = \frac{E_1}{V_d}$$

la tension différentielle d'entrée n'ayant pas changé. Le courant I qui, lui, ne varie pas, permet d'établir la valeur de la tension de sortie E_1, et l'on a (R et Z apparaissent en parallèle) :

$$E_1 = I \cdot \frac{RZ}{R + Z}$$

Grâce à ces équations, on peut écrire :

$$I = \frac{E_0}{Z} = \frac{E_1(R + Z)}{RZ}$$

d'où l'on tire :

$$Z = R\left(\frac{E_0}{E_1} - 1\right)$$

et en remplaçant les tensions par les gains :

$$Z = R\left(\frac{A_0 V_d}{A_1 V_1} - 1\right) = R\left(\frac{A_0}{A_1} - 1\right)$$

La mesure de l'impédance de sortie se ramène donc à deux mesures de gain, dans ce cas.

Mesure directe par potentiomètre

Mais il est un moyen encore plus simple de considérer le problème. Pour ce faire, reprenons l'équation qui, dans le paragraphe ci-dessus, donne l'impédance Z en fonction des tensions de sortie :

$$Z = R\left(\frac{E_0}{E_1} - 1\right)$$

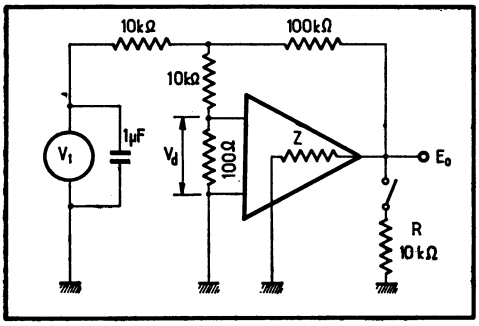


Fig. 9-14. — Principe de la mesure de l'impédance de sortie (asymétrique), à l'aide de deux mesures de gain.

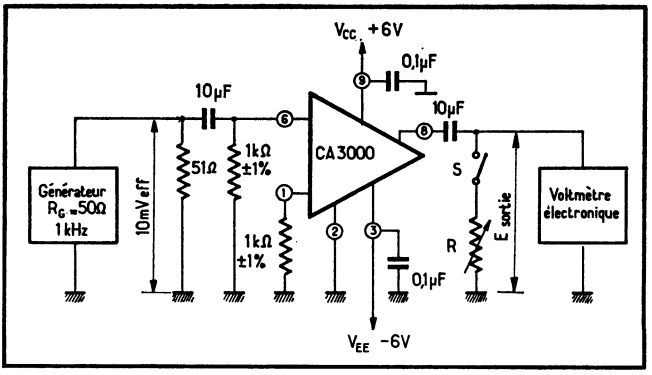


Fig. 9-15. — Variante, appliquée à l'amplificateur CA 3000, permettant de mesurer l'impédance de sortie en lisant directement celle-ci sur le potentiomètre R.

et supposons que l'on réussisse à faire :

$$E_0 = 2\,E_1$$

A ce moment, l'équation se simplifie, et l'on aboutit à :

$$Z = R$$

Appliquée au circuit CA 3000, cette méthode se traduit par le schéma pratique de la figure 9-15. L'interrupteur S étant ouvert, on lit une certaine tension de sortie E_0; puis, on ferme S et l'on règle le potentiomètre R jusqu'à lire une seconde tension de sortie E_1, inférieure de moitié à E_0. A ce moment, on a bien R = Z.

9.2.5. IMPÉDANCE DE SORTIE DIFFÉRENTIELLE

La méthode qui permet de mesurer l'impédance de sortie différentielle n'est guère différente de ce qui vient d'être vu. En effet, réalisons le montage de la figure 9-16. Le même raisonnement que précédemment montre que :

$$Z \approx R\left[\frac{E_0}{E_1} - 1\right]$$

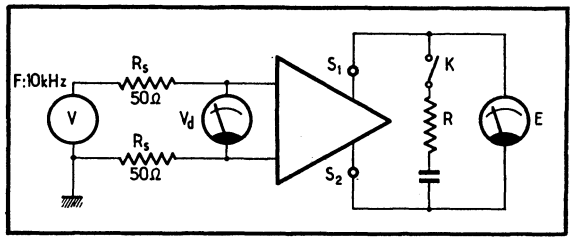
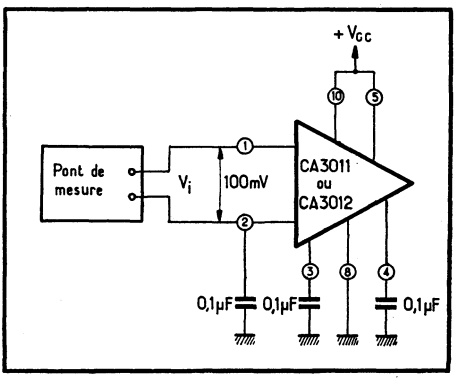


Fig. 9-16. — Montage destiné à la mesure de l'impédance de sortie différentielle.

Fig. 9-17 (ci-contre). — Mesure de la capacité et de la résistance d'entrée différentielle du CA 3011 (ou CA 3012) en fonction de la fréquence, à l'aide d'un pont de mesure.



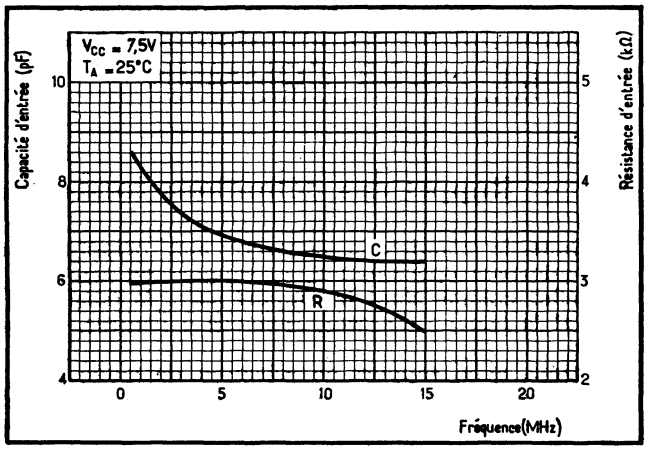


Fig. 9-18. — Évolution de la capacité et de la résistance d'entrée, telles que relevées à l'aide du montage précédent sur les circuits CA 3011 ou CA 3012.

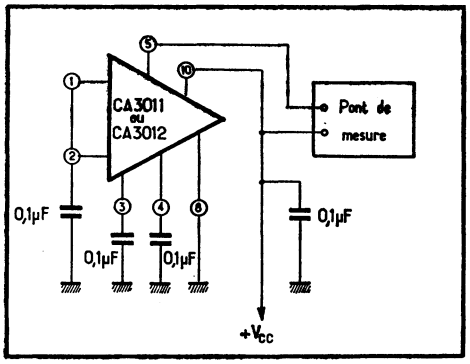


Fig. 9-19. — Mesure de la capacité et de la résistance de sortie des CA 3011 ou CA 3012, en fonction de la fréquence, à l'aide du même pont.

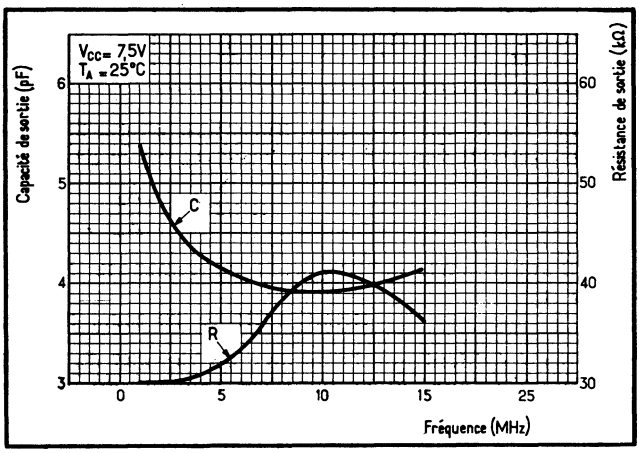


Fig. 9-20. — Courbes traduisant la variation de la capacité et de la résistance de sortie des CA 3011 ou CA 3012 en fonction de la fréquence, et relevées à l'aide du montage de la figure précédente.

E_0 étant la tension de sortie l'interrupteur K ouvert (donc la tension de sortie sans charge), et E_1 la tension de sortie avec la charge R en service.

Du fait que la fréquence de travail adoptée est, ici, relativement élevée, on peut se permettre de monter un gros condensateur en série avec R.

9.2.6. MESURES AU PONT

Il est encore possible de mesurer directement les impédances d'entrée et de sortie des circuits intégrés linéaires en se servant d'un pont de mesure de précision. Ainsi, l'on peut obtenir directement les valeurs de la résistance et de la capacité d'entrée et de sortie.

Considérons, par exemple, l'amplificateur à large bande CA 3011 ou CA 3012. L'impédance d'entrée est mesurée en réalisant le montage de la figure 9-17. Le pont est ici, un type *Boonton* 250 A ou équivalent, et donne directement les valeurs de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, ce qui permet de tracer les courbes de la figure 9-18.

Appliqué à la mesure de l'impédance de sortie, le montage se ramène au schéma de la figure 9-19, auxquels correspondent les courbes de la figure 9-20.

9.3. Rapport de réjection de mode commun

9.3.1. RAPPEL DES DÉFINITIONS FONDAMENTALES

Dans le chapitre consacré aux principes de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel, le rapport de réjection de mode commun à été défini comme étant le *rapport entre la tension d'entrée de mode commun et la tension d'erreur, ramenée à l'entrée, à laquelle elle donne naissance.*

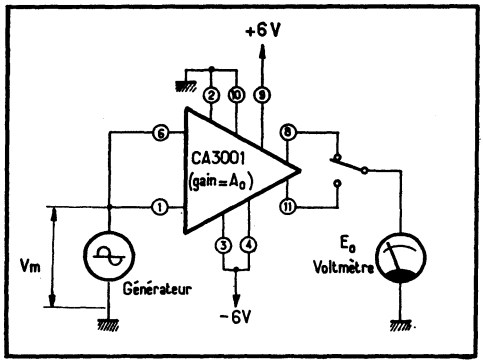


Fig. 9-21. — Principe de la mesure du rapport de réjection de mode commun.

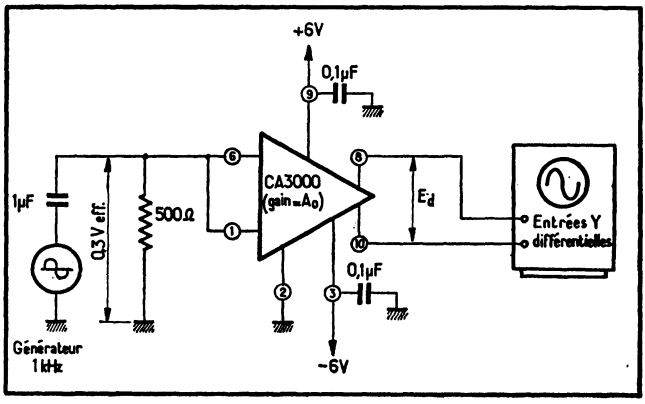


Fig. 9-22. — Mesure du RRMC à partir d'une tension différentielle de sortie appliquée à un oscilloscope.

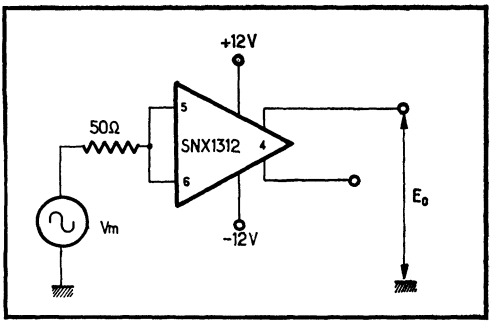


Fig. 9-23. — Montage permettant de relever les variations du RRMC en fonction de la fréquence.

Ainsi, si le rapport de réjection de mode commun est RRMC, si V_m est la tension d'entrée de mode commun, E_0, la tension d'erreur, A le gain en tension en boucle ouverte de l'amplificateur, on peut écrire :

$$\text{RRMC} = \frac{V_m}{E_0/A} = \frac{V_m \cdot A}{E_0}.$$

Cette formule fournit déjà un moyen de calculer le RRMC; mais on peut également recourir à une seconde méthode, découlant de la seconde définition du RRMC donnée dans le même chapitre : le *rapport de réjection de mode commun est donné par le rapport entre les gains différentiel et de mode commun, en boucle ouverte, d'un même amplificateur.*

Ainsi, si A_d est le gain différentiel, c'est-à-dire tout simplement le gain précédemment désigné par A, et si A_m est le gain en mode commun, on a :

$$\text{RRMC} = \frac{A_d}{A_m}$$

D'autre part, si l'on veut exprimer le RRMC en décibels, il faut poser :

$$\text{RRMC (dB)} = 20 \log_{10} \text{RRMC}$$

Il est évident que la mesure du rapport de réjection de mode commun (et non du taux, ainsi qu'il est souvent dit de façon erronée) ne peut s'effectuer que si l'on a, au préalable, annulé les diverses tensions de décalage existantes. Il faut également tenir compte du fait que le RRMC n'est pas constant, et évolue en fonction de la fréquence. Enfin, il sera parfois nécessaire de mesurer le RRMC en appliquant aux entrées la *tension maximale admissible de mode commun*, souvent différente de la tension maximale admissible de mode différentiel.

9.3.2. PRINCIPE DE LA MESURE RRMC

Le principe de la mesure du RRMC découle immédiatement de sa définifon. Ainsi, le montage le plus simple est indiqué figure 9-21 : un générateur, fournissant une tension V_m, attaque simultanément les deux entrées (1) et (6) d'un amplificateur CA 3001.

Entre l'une des bornes de sortie et la masse, on relève une tension E_0. En application de la formule précédente (A_0 étant le gain), on trouve :

$$\text{RRMC} = 20 \log_{10} \frac{V_m \cdot A_0}{E_0}$$

Variante

Un montage à peine plus complexe est indiqué figure 9-22; en effet, le voltmètre a, ici, été remplacé par un oscilloscope à grand gain différentiel. Mais le principe de la mesure reste le même.

Ainsi, soit A_0 le gain de l'amplificateur CA 3000 soumis aux essais, 0,3 V la tension efficace d'entrée et, E_d la tension différentielle mesurée (et égale au double de la tension E_0 relevée en asymétrique comme ci-dessus); on a :

$$\text{RRMC} = 20 \log_{10} \frac{2 \cdot A \cdot 0{,}3}{E_d}$$

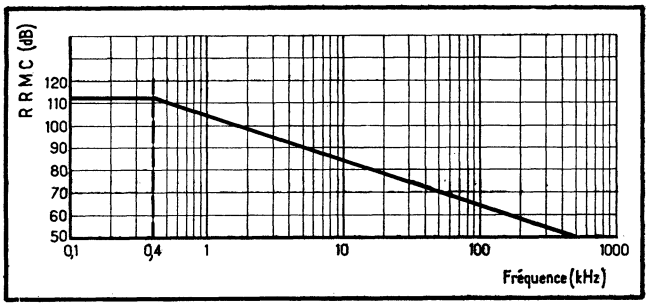


Fig. 9-24. — Courbe relevée selon le montage de la figure précédente, montrant que le RRMC décroît de 6 dB/octave pour le circuit SNX 1312, à partir d'une fréquence de seuil, ici de 0,4 kHz.

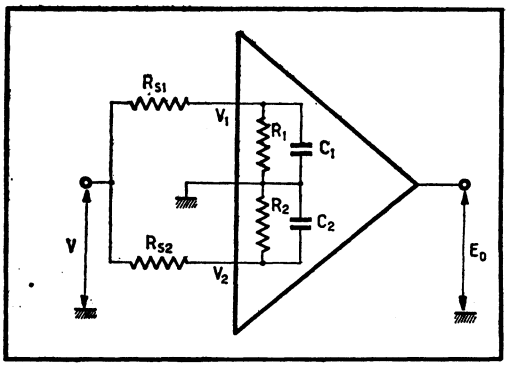


Fig. 9-25. — Les résistances de sources, si elles ne sont pas rigoureusement appariées, donnent naissance à une tension différentielle d'entrée ($V_1 \neq V_2$) qui dégrade le RRMC.

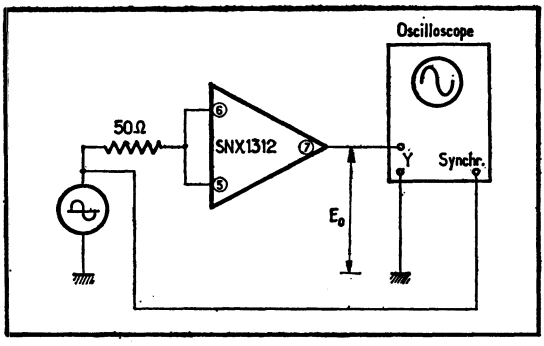


Fig. 9-26. — Mesure de la tension maximale d'entrée admissible en mode commun V_m (max.)

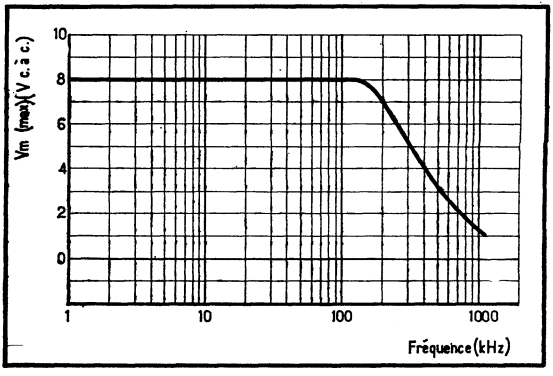


Fig. 9-27. — Variation de V_m (max) en fonction de la fréquence pour un amplificateur à substrat stabilisé en température SNX 1312.

9.3.3. VARIATION DU RRMC EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE

Le montage de la figure 9-23 ayant été réalisé, on fait varier la fréquence du générateur, à l'entrée, et on trace la courbe de variation du RRMC (fig. 9-24).

Cette courbe, caractéristique du circuit SNX 1312, montre qu'un changement de pente dû au générateur de courant constant de l'étage différentiel d'entrée se manifeste. Ce générateur se comporte, en effet, comme une grande résistance, shuntée par la capacité du transistor, et fait décroître le RRMC de 6 dB/octave à partir de 0,4 kHz pour ce type bien précis de circuit.

9.3.4. INFLUENCE DES IMPÉDANCES DE SOURCE

Le rapport de réjection dépend essentiellement de l'amplificateur différentiel d'entrée. Cependant, en pratique, les résistances de source et l'impédance d'entrée de l'amplificateur forment un circuit en pont, comme on peut le voir sur la figure 9-25.

Il est évident que des résistances de source non identiques ($R_{S1} \neq R_{S2}$) sont à l'origine d'une tension différentielle d'entrée, multipliée ensuite par le gain de l'amplificateur. Cela se traduit par une dégradation du RRMC, mesuré comme indiqué ci-dessus.

9.3.5. TENSION MAXIMALE D'ENTRÉE DE MODE COMMUN ET RRMC

La tension maximale d'entrée de mode commun V_m (max), peut être mesurée en observant, à l'oscilloscope, le signal de sortie délivré par le circuit intégré. Ce signal doit, en effet, rester exempt de toute trace d'écrêtage comme de toute distorsion.

Ainsi, le montage de la figure 9-26 a permis de relever la courbe de la tension maximale de mode commun en fonction de la fréquence, pour un amplificateur type SNX 1312 (fig. 9-27).

Les valeurs maximales positive et négative de V_m (max) ne sont pas forcément identiques; c'est ce que montrent les courbes de la figure 9-28, tracées à l'aide de l'amplificateur opérationnel MC 1533, mais cette fois en fonction des tensions d'alimentation.

Mesure du RRMC pour l'excursion maximale de la tension d'entrée en mode commun et en boucle fermée

Les tensions d'entrée de mode commun, en valeurs positive et négative, étant connues, il est facile de relever le RRMC dans les conditions extrêmes et en boucle fermée. C'est ce que permettent les montages des figures 9-29 et 9-30 applicables aux amplificateurs μA 702 et μA 709.

La mesure s'effectue en boucle fermée, et le rapport des résistances R_1/R_2 détermine le gain, égal ici à 100. On notera que les résistances extérieures doivent être appariées avec la plus extrême attention, sous peine de fausser la mesure.

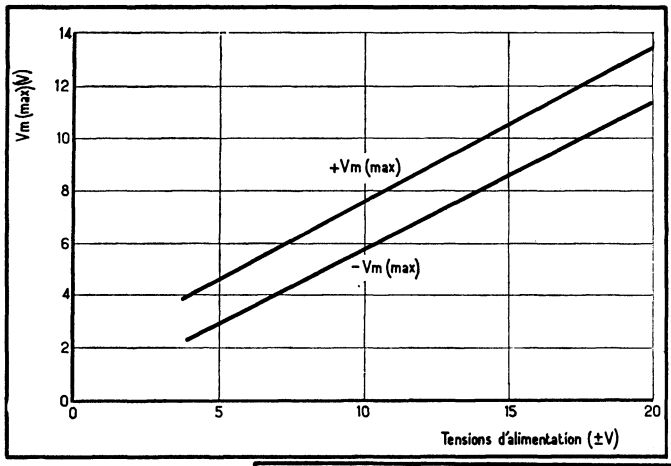


Fig. 9-28. — Variation des valeurs positive et négative maximales de la tension d'entrée de mode commun, relevées sur un amplificateur MC 1 533, en fonction des tensions d'alimentation.

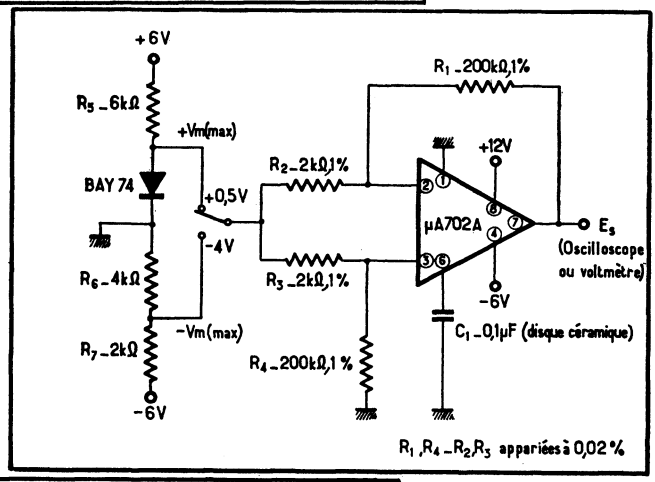


Fig. 9-29. — Une mesure rigoureuse du RRMC exige que l'on tienne compte de l'excursion maximale admise de la tension d'entrée en mode commun. C'est ce que permet ce schéma, relatif à la mesure du RRMC d'un μA 702 A en boucle fermée.

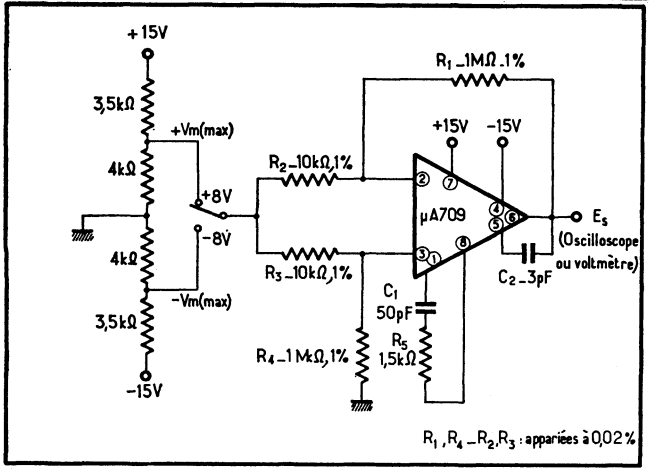


Fig. 9-30. — Mesure du RRMC d'un μA 709, tenant compte de l'excursion maximale admise de la tension d'entrée en mode commun, en boucle fermée.

Ainsi, R_1, R_2, R_3 et R_4 sont des résistances de précision, à 1 %, mais dont les valeurs sont identiques à mieux de 0,02 % pour chaque paire.

Dans le cas du μA 702 A, le signal d'entrée minimal garanti par le constructeur est de +0,5 V et −4 V. La mesure la plus précise s'effectue donc en appliquant à l'entrée ces deux valeurs, soit une excursion de tension de 4,5 V, et en mesurant la différence de tension à la sortie, soit ΔE_S. On a alors :

$$\text{RRMC (dB)} = 20 \log_{10} \frac{4{,}5 \cdot 100}{\Delta E_S} = 20 \log_{10} \frac{450}{\Delta E_S}$$

Dans le cas du μA 709, le signal maximal d'entrée de mode commun est symétrique : ±8 V. Le montage de mesure de la figure 9-30 permet d'écrire, toujours avec un gain en tension de 100 :

$$\text{RRMC (dB)} = 20 \log_{10} \frac{16 \cdot 100}{\Delta E_S}$$

la mesure étant faite, ici, avec des tensions d'alimentation de ±15 V.

9.4. Courant et tensions de décalage. Dérivés en fonction de la température. Courant de polarisation

9.4.1. RAPPEL DES DÉFINITIONS FONDAMENTALES

Les circuits destinés à la mesure du courant et des tensions de décalage, de la dérive en fonction de la température et du courant de polarisation sont souvent les mêmes. C'est pourquoi il va être traité simultanément de ces mesures Auparavant, rappelons quelques définitions fondamentales :

- *la tension de décalage à l'entrée* est la tension différentielle qu'il faut appliquer aux entrées pour annuler la tension de sortie;
- *le courant de décalage à l'entrée* est la différence des courants qui circulent dans les entrées lorsque la tension de sortie est nulle. Ainsi, si I_1 et I_2 sont ces courants, le courant de décalage est donné par $I_d = I_1 - I_2$;
- *le courant de polarisation* est la valeur moyenne du courant qui circule dans les entrées. Ainsi, si I_1 et I_2 sont les courants aux entrées, le courant de polarisation est défini par $I_p = (I_1 + I_2)/2$;
- *la tension de décalage à la sortie* est la tension qui apparaît à la sortie lorsqu'aucun signal n'est appliqué aux entrées;
- *la dérive en fonction de la température* précise, enfin, comment varient les divers paramètres en fonction de la température.

On notera cependant que ces définitions ne sont pas applicables à tous les types de circuits. En effet, les comparateurs, par exemple, sont prévus pour fournir une tension de sortie non nulle (entre 1 et 1,5 V, bien souvent) lorsque la tension différentielle d'entrée est nulle. C'est donc par rapport à cette tension de référence, appelée *tension de seuil.* que s'effectueront les mesures.

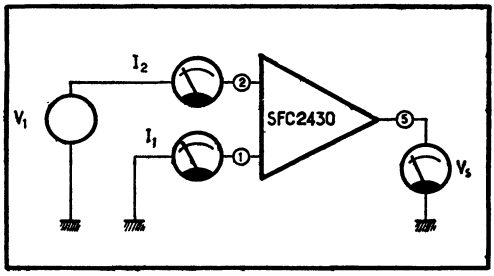
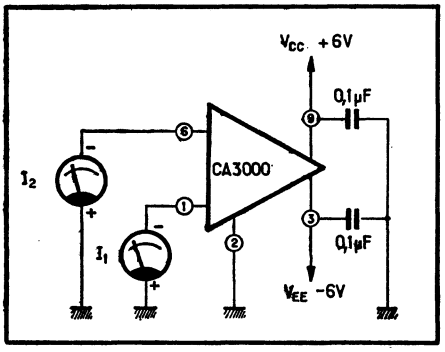


Fig. 9-31. — Principe de la mesure des courants de décalage et de polarisation.

Fig. 9-32. — Il n'est pas nécessaire d'annuler la tension de sortie pour mesurer I_1 et I_2 qui permettent de calculer le courant de polarisation.



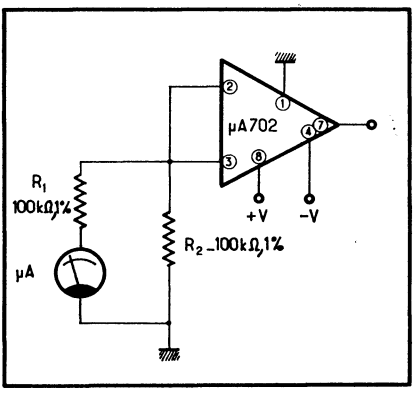


Fig. 9-33. — Mesure du courant moyen d'entrée (courant de polarisation) à l'aide d'un montage d'attaque en mode commun.

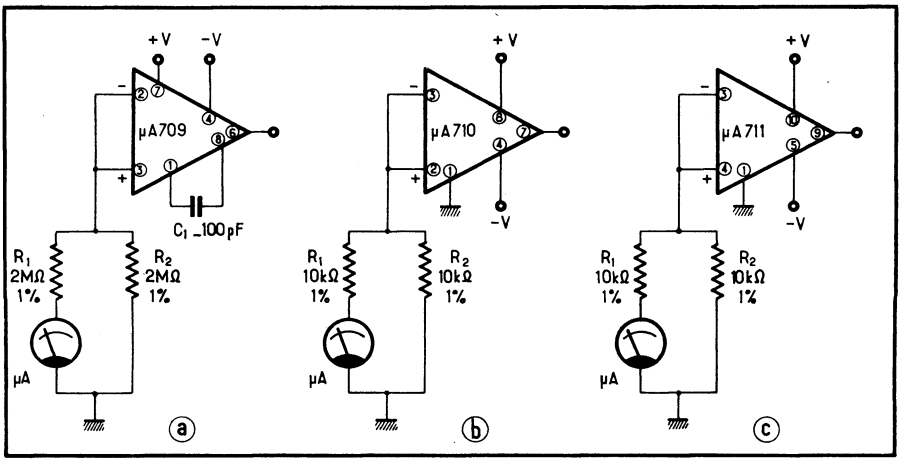


Fig. 9-34. — Application du schéma précédent à la mesure du courant de polarisation d'un µA 709 (a), d'un µA 710 (b) ou d'un µA 711 (c).

9.4.2. MESURE DES COURANTS DE POLARISATION ET DE DÉCALAGE

Principe de la mesure

Le principe de la mesure des courants de polarisation et de décalage est fort simple. Soit donc un amplificateur tel que représenté figure 9-31 ; on règle la tension d'entrée V_1 pour annuler la tension de sortie V_S, et on lit, à ce moment, la valeur des courants I_1 et I_2. Le courant de décalage à l'entrée est alors donné par :

$$I_d = I_1 - I_2$$

tandis que l'on calcule le courant de polarisation I_p en posant :

$$I_p = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

Variante, sans mesure de la tension de sortie

Il n'est d'ailleurs pas indispensable de chercher à annuler la tension de sortie pour procéder à la mesure du courant de polarisation. Ainsi, soit le schéma de la figure 9-32. Les valeurs respectives de I_1 et de I_2 permettent, comme ci-dessus d'établir les valeurs de I_p.

Mesure du courant de polarisation avec attaque de mode commun

Une seule mesure peut suffire pour déterminer directement le courant de polarisation. Pour ce faire, il convient d'attaquer l'amplificateur en mode commun, comme le montre la figure 9-33.

Les résistances R_1 et R_2 sont d'égale valeur, et la résistance propre de l'appareil de mesure est très faible devant elles. Grâce au diviseur que constituent précisément R_1 et R_2, le courant se partage dans les deux branches et l'on obtient directement le courant de polarisation.

Les valeurs précises de R_1 et de R_2 dépendent du type de circuit intégré considéré. Ainsi, au schéma précédent établi pour un µA 702 correspondent ceux des figures 9-34, respectivement élaborés pour des circuits µA 709, µA 710 et µA 711.

(Notons que, dans le cas des comparateurs µA 710 et µA 711, la tension de sortie doit être de 1,4 V ou 1,5 V pour une tension différentielle d'entrée nulle. Cette dernière tension sert donc de référence lors des mesures.)

Il faut remarquer, enfin, que le courant de polarisation varie avec les tensions d'alimentation et la température, tout comme, d'ailleurs, les tensions et courant de décalage.

Mesure des faibles courants de décalage

Les courants I_1 et I_2 s'expriment le plus souvent en nanoampères; il n'est donc pas toujours très facile de procéder à leur mesure directe. Pour déterminer le courant de décalage à l'entrée, on réalise alors le montage suiveur de la figure 9-35, pour un amplificateur type µA 702.

Puisqu'aucun signal n'attaque l'entrée *plus*, la tension de sortie V_S est la somme de deux termes : le produit du courant de décalage par la résistance d'attaque

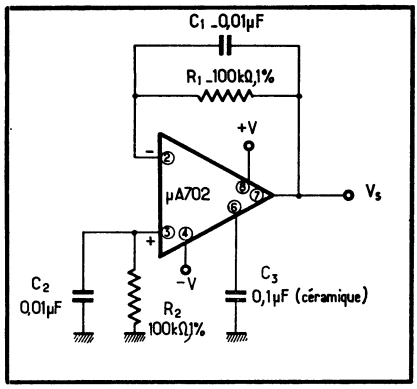


Fig. 9-36. — Même principe de mesure, mais appliqué à un µA 709. Le courant de décalage est donné par le rapport V_S/R_1.

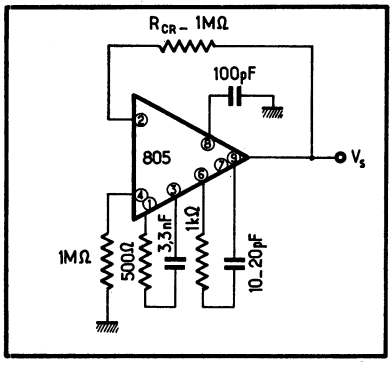


Fig. 9-37. — Autre application du même principe à un amplificateur type 805; à nouveau, on a : $I_d = V_S/R_{CR1}$.

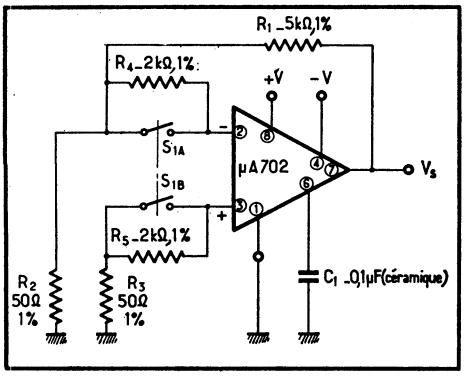
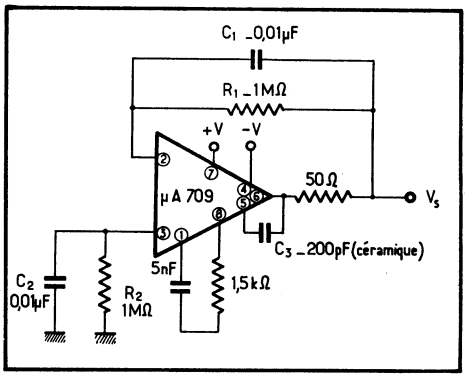


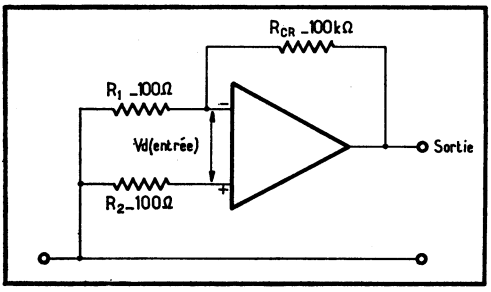
Fig. 9-38 (ci-dessus). — Les tensions de décalage.

Fig. 9-39. — Mesure des tensions de décalage d'un µA 702 avec ou sans l'introduction des résistances supplémentaires de 2 kΩ.

9-39. d'u

Fig. 9-39. Mesure du courant de décalage à l'entrée d'un A 702 monté en boucle fermée.





(ou encore, ce qui est équivalent, le produit du courant — de même valeur que le courant de décalage — qui traverse la résistance de contre-réaction R_1, par celle-ci), et la tension de décalage à la sortie V_d. Donc :

$$V_S = I_d \cdot R_2 + V_d$$

Or, $R_2 = R_1$, et ces deux résistances sont choisies de telle façon que le produit $I_d \cdot R_2$ l'emporte largement sur V_d. La formule se simplifie alors et l'on a :

$$V_S \approx I_d \cdot R_2$$

d'où :

$$I_d = \frac{V_S}{R_2}$$

Les condensateurs C_1 et C_2 doivent être, ici, des types à faibles fuites, capables de fonctionner sous des fréquences relativement élevées; ils permettent de limiter la bande passante aux fréquences relativement basses.

Cette méthode peut être généralisée à divers types d'amplificateurs, par exemple au μA 709 (fig. 9-36) ou au 805 (fig. 9-37), où I_d est, à chaque fois, égal au rapport V_S/R_{CR} (R_{CR} étant la résistance de contre-réaction).

9.4.3. TENSIONS DE DÉCALAGE

Le schéma de principe applicable pour mesurer les tensions de décalage est donné figure 9-38. Les deux entrées étant reliées à travers des résistances égales et appariées à la ligne commune, la tension de sortie V_S est tout simplement égale à la tension de décalage à la sortie.

Cette tension, divisée par le gain en boucle fermée, soit ici $R_{CR}/R_1 = 1\,000$, donne la tension de décalage à l'entrée, laquelle aurait pu aussi bien être mesurée directement.

Appliqué au μA 702, ce schéma se transpose comme il est indiqué figure 9-39. Les interrupteurs S_1 étant ouverts, la tension de décalage à l'entrée est la tension lue à la sortie, divisée par le gain, ici de 100 :

$$V_d \text{ (à l'entrée)} = \frac{V_S}{100}$$

Lorsque les interrupteurs sont fermés, cette même tension de décalage est mesurée pour une résistance d'entrée apparente supérieure. Le rapport R_1/R_2 est choisi de façon à rendre la mesure confortable, donc avec un gain suffisant; R_2 devrait cependant rester relativement faible, afin que le courant de décalage ne crée pas une chute de tension gênante.

La figure 9-40 donne une autre version de ce montage, relative au μA 709, et la figure 9-41, une variante permettant de mesurer la tension de décalage à l'entrée, en boucle ouverte, sur un CA 3000 : la tension de sortie étant annulée en jouant sur le potentiomètre de 200 Ω, la tension de décalage à l'entrée V_d est donnée par la tension lue V_E, divisée par 1 000 (rapport des résistances R_1 et R_2).

La valeur de la résistance de source doit être bien précisée, lors de la mesure de la tension de décalage. Supposons, en effet, que l'on mesure une tension de décalage de 4 mV à 25 °C avec une résistance de source de 50 Ω. Puis, on fait

travailler l'amplificateur considéré avec une résistance de source de 10 kΩ. Si l'on suppose que son courant de décalage est de 150 nA, une tension supplémentaire de décalage prendra naissance de :

$$150 \cdot 10^{-9} \times 10 \cdot 10^{3} = 1{,}5 \text{ mV}$$

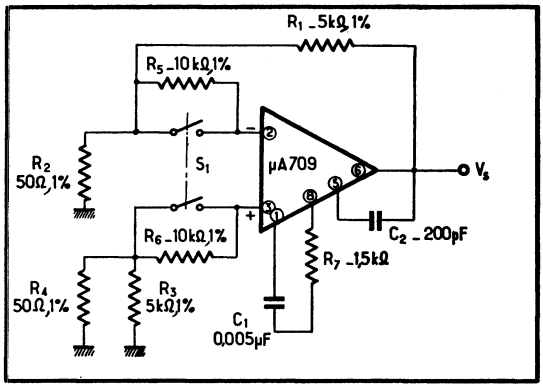
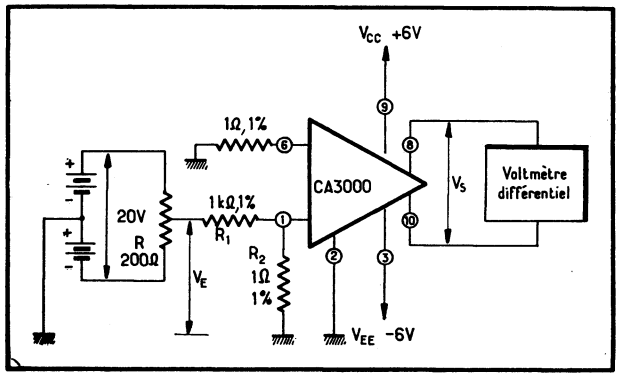


Fig. 9-40. — Un schéma identique au précédent dans son principe est appliqué, ici, à un μA 709.

Fig. 9-41. — Mesure de la tension de décalage à l'entrée, en boucle ouverte, appliquée à un CA 3000. ▶



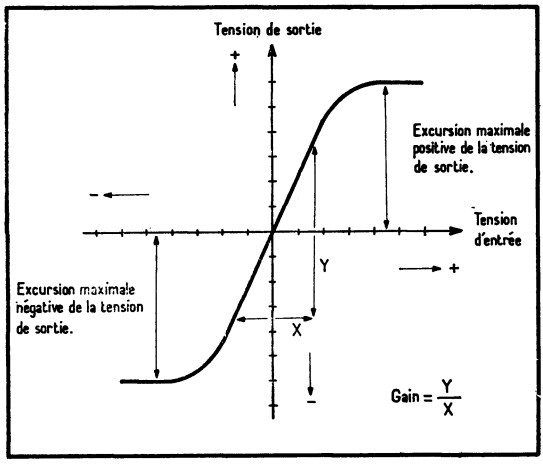


Fig. 9-42. — La courbe de transfert permet d'apprécier l'excursion maximale possible de la tension de sortie, le gain avec des signaux de grande amplitude, l'excursion maximale de la tension d'entrée, etc.

et, dans le cas le plus défavorable, la tension réelle de décalage sera :

$$4 \text{ mV} + 1{,}5 \text{ mV} = 5{,}5 \text{ mV}$$

9.4.4. DÉRIVES EN TEMPÉRATURE

Toutes les mesures qui précèdent sont effectuées, en principe, à la température ambiante de +25 °C. Pour chiffrer les dérives de ces paramètres sous l'effet de variations de température, il suffit, sans modifier le schéma du circuit de mesure, de relever les valeurs qui correspondent à deux températures séparées par Δ °C.

Par exemple, soit le circuit de la figure 9-38, destiné à la mesure de la tension de décalage à l'entrée. Si la tension de sortie mesurée est 0,5 V (c'est-à-dire, si la tension de décalage à la sortie est de 0,5 V), la tension de décalage ramenée à l'entrée est égale à 0,5/1 000 = 0,5 mV, à 25 °C.

Effectuée à −25 °C et à +75 °C, par exemple, cette même mesure donnera, à la sortie $V_{S1} = 0{,}375$ et $V_{S2} = 0{,}625$ V, donc pour Δ °C = 100 °C.

Pour un degré Celsius (1 °C), la dérive de la tension de décalage à la sortie est de :

$$V_d \text{ (sortie)}/°C = \frac{V_{S2} - V_{S1}}{\Delta °C} = \frac{0{,}625 - 0{,}375}{100} = 250 \text{ mV}$$

et la dérive de la tension de décalage, ramenée à l'entrée, est de :

$$V_d \text{ (entrée)}/°C = \frac{V_d \text{ (sortie)}/°C}{G} = \frac{250 \text{ mV}}{1000} = 250 \ \mu V$$

puisque le gain en boucle fermée est, ici, de G ≐ 1 000. La dérive de la tension de décalage à l'entrée est donc de 250 μV/°C.

Une méthode semblable sert à mesurer la dérive des autres paramètres en fonction de la température.

9.5. Relevé de la fonction de transfert

9.5.1. PRINCIPE

La courbe donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, ou courbe de transfert, est relevée très simplement à l'aide d'un oscilloscope.

Pour ce faire, la tension d'entrée est appliquée simultanément aux entrées respectives du circuit intégré et de balayage horizontal de l'oscilloscope. La sortie du circuit intégré est connectée, elle, à l'entrée de balayage vertical.

Le résultat, qui apparaît sur l'écran, c'est une courbe semblable à celle de la figure 9-42. Grâce à elle, on peut apprécier immédiatement la valeur maximale de la tension différentielle d'entrée, l'excursion maximale de la tension de sortie, la linéarité et le gain pour des signaux de grande amplitude.

En effet, le gain étant défini par le rapport de la variation de la tension de

sortie à la variation de la tension d'entrée, il suffit de faire, par exemple, le rapport Y/X indiqué dans la figure pour en avoir la mesure.

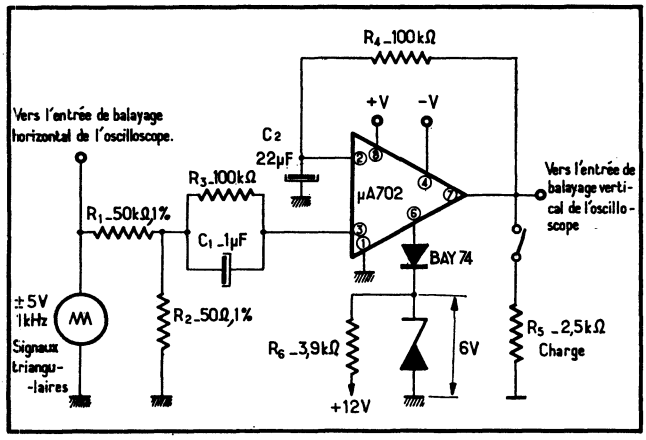


Fig. 9-43. — Montage permettant le relevé de la fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel µA 702.

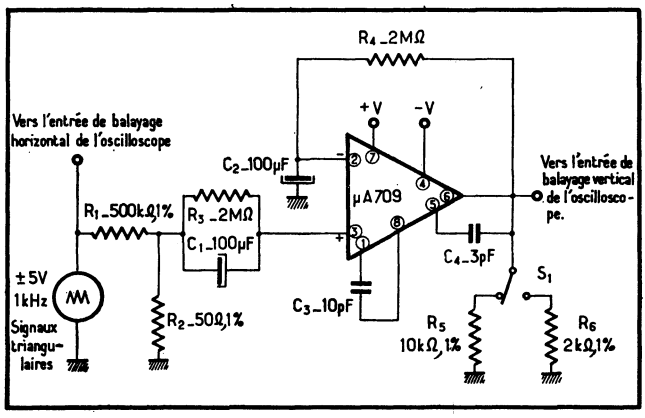


Fig. 9-44. — Transposition du montage précédent à un µA 709. Les condensateurs C_1 et C_2 doivent être des types à très faibles fuites.

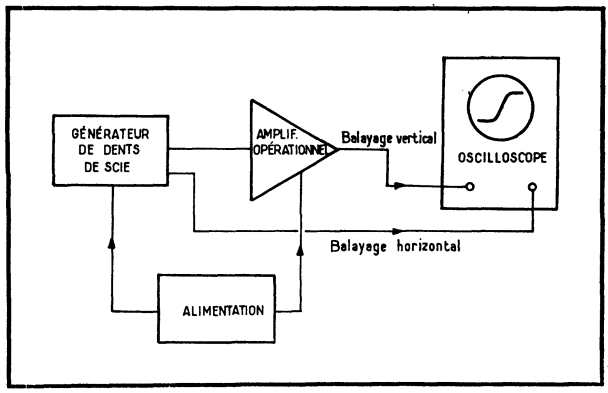


Fig. 9-45. — La chaîne de mesure proposée pour le relevé de la fonction de transfert.

9.5.2. SCHÉMAS PRATIQUES

Appliquée à un μA 702, la mesure s'effectue comme indiqué figure 9-43, en boucle ouverte. En effet, la réactance du condensateur C_2 est négligeable à la fréquence d'essai (1 kHz), par rapport à la valeur de la résistance R_4. Par contre, l'amplificateur est ainsi parfaitement stabilisé en courant continu, grâce au réseau de contre-réaction.

Les condensateurs C_1 et C_2 doivent être des types à faible fuite, genre céramique ou au tantale solide. Les résistances R_1 et R_2 constituent un atténuateur mais permettent, également, d'utiliser un oscilloscope à faible gain horizontal : en effet, l'oscilloscope est alors connecté avant atténuation.

Transposé à un μA 709, le montage de mesure ne varie que fort peu (fig. 9-44). Le générateur fournit toujours des signaux triangulaires à 1 kHz mais là, deux résistances de charge ont été prévues : 2 kΩ et 10 kΩ.

9.5.3. RÉALISATION D'UN MONTAGE SIMPLE PERMETTANT DE RELEVER LA FONCTION DE TRANSFERT

C'est à un ingénieur d'application de *Motorola*, M. B. Botos, que l'on doit le montage décrit ci-après. Il permet de relever commodément la fonction de transfert avec une économie de moyens remarquable, sans toutefois prétendre rivaliser avec un banc de mesure complet.

Cet accessoire fonctionne conjointement avec un oscilloscope, et il se compose d'une alimentation et d'un générateur de dents de scie, réduits à leur plus simple expression (fig 9-45).

L'alimentation est des plus classiques (fig. 9-46) et fournit les diverses tensions nécessaires au circuit intégré, par exemple, ici ±6 V et ±15 V. Les diodes Zener de référence doivent être appariées si l'on veut que ces tensions restent parfaitement symétriques.

Le redressement s'effectue à l'aide d'un pont de diodes, à partir d'un transformateur dont le secondaire est pourvu d'une prise médiane.

Le voyant indicateur « Arrêt-Marche » est connecté de telle façon que, après la mise hors-service de l'ensemble, il permette aux capacités de filtrage de se décharger. Enfin, la sortie A est destinée au générateur de dents de scie.

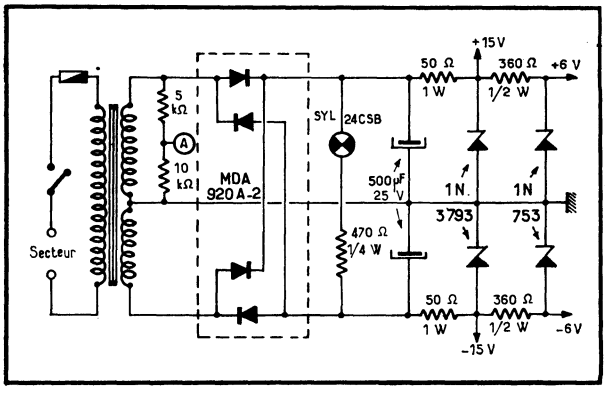


Fig. 9-46. — Schéma de l'alimentation, prévue ici pour fournir des tensions de ± 15 V et + 6 V.

Ce dernier attaque simultanément l'entrée du circuit intégré et celle du balayage horizontal de l'oscilloscope. Les tensions devant être différentes, il convient de réaliser un atténuateur de précision avec des résistances à 1 %, ici dans le rapport 1 : 1 000 (fig. 9-47 *a*).

Le fonctionnement du générateur est le suivant. Lorsque le transistor est bloqué, le condensateur C se charge à la tension de +15 V; bien entendu, la constante de temps RC est supérieure à la période du secteur.

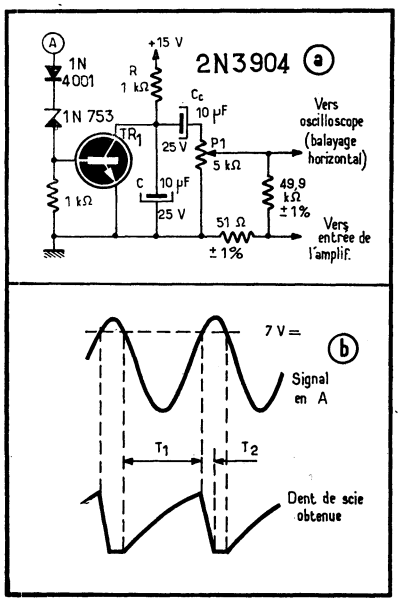


Fig. 9-47. — Le générateur (a) est réduit à sa plus simple expression. Les signaux sinusoïdaux sont appliqués en A et débloquent périodiquement le transistor, ce qui a pour effet de décharger le condensateur C. Forme des ondes obtenues (b).

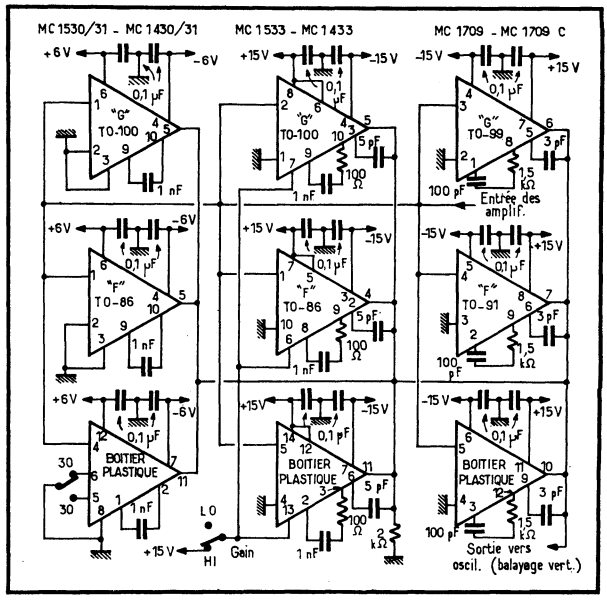


Fig. 9-48. — Principe de montage d'un jeu de supports, pour quelques types d'amplificateurs intégrés.

Simultanément, la tension prélevée au point A de l'alimentation est appliquée à la borne correspondante du générateur. Lorsque la sinusoïde d'entrée dépasse une tension instantanée de 2 V_{BE} + Vz (ou V_Z est la tension de Zener), le transistor est brusquement débloqué. Le condensateur C se décharge, donnant naissance à une dent de scie (fig. 9-47 *b*).

Cette onde attaque le diviseur, via le condensateur de liaison C_C, lequel supprime la composante continue. Pour éviter que les connexions ne soient le siège de tensions parasites induites, le diviseur doit être branché directement sur les bornes du support de circuit intégré.

Du fait que les temps T_1 et T_2 sont nettement différents (fig. 9-47 *b*), il est possible de faire disparaître la trace de retour, sur l'oscilloscope, en agissant simplement sur le réglage de luminosité.

Réalisation pratique et mise en service

Il existe trois grandes familles de boîtiers de circuits intégrés : les boîtiers type transistor, les boîtiers plats, les boîtiers à double rangée de connexions. On peut concevoir qu'un même circuit intégré soit présenté sous ces trois formes.

C'est pourquoi il faut prévoir, en principe, un jeu de trois supports différents par type de circuit intégré. La valeur de l'impédance de charge n'est pas critique :

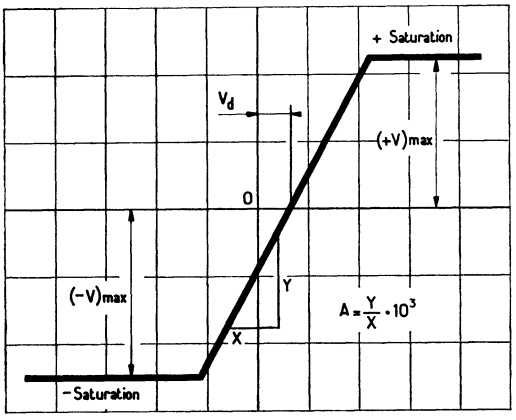


Fig. 9-49. — Courbe de transfert apparaissant finalement sur l'écran de l'oscilloscope, sur laquelle ont été portées les coordonnées des points intéressants.

2 kΩ conviennent dans bien des cas. Enfin, les tensions d'alimentation doivent être soigneusement découplées, sur les bornes mêmes de chaque support, et la compensation en fréquence doit être établie.

Tout cela mène à un schéma-type, tel que celui de la figure 9-48, prévu pour les amplificateurs MC 1530 et MC 1430, puis MC 1533 et MC 1433, et enfin MC 1709. L'adaptation à d'autres types de circuits ne pose guère de problèmes.

Le commutateur qui apparaît dans le schéma permet, dans le cas précis des MC 1533 et MC 1433, de régler les gains sur les deux valeurs possibles prévues par le constructeur.

La réalisation pratique de l'appareil est fort simple. La principale des précautions à prendre consiste à empêcher que des tensions parasites ne soient rayonnées par le transformateur d'alimentation et induites à l'entrée des amplificateurs.

Préalablement à la mise en service, on effectue le « zéro » de l'oscilloscope

en reliant ses entrées à la masse, le balayage étant sur la position « commande extérieure ». A ce moment, le spot est placé au centre de l'écran; il est indispensable d'utiliser un réticule.

Puis on relie le montage de mesure, le circuit intégré étant sur son support, à l'oscilloscope, et l'on fait apparaître sur l'écran une courbe telle que celle de la figure 9-49 en réglant le potentiomètre P_1, afin de bien obtenir les paliers de saturation.

Du fait que le générateur de dents de scie fournit une tension de 8 V environ, crête à crête, il est commode d'utiliser une échelle horizontale de 1 V/division. Les tensions d'entrée correspondantes, ramenées au circuit intégré, doivent cependant être divisées par 1 000 pour tenir compte du réseau diviseur. Ainsi, elles seront directement données en millivolt par division.

L'échelle verticale peut, elle aussi, être directement étalonnée en 1 V/division. Notons qu'un changement d'échelle oblige souvent à retoucher le « zéro » initial de l'oscilloscope.

Paramètres mesures

Cinq paramètres essentiels peuvent, ainsi, être mesurés directement ou appréciés. Ce sont :

— *le gain en boucle ouverte et pour de forts signaux.* Il suffit de faire le rapport :

$$A = 1\,000\ Y/X;$$

— *l'excursion maximale* $(+V)_{max}$ et $(-V)_{max}$ *de la tension de sortie*, lue directement en volts.

— *la tension de décalage à l'entrée.* Elle est donnée par V_d, sur la courbe, directement en millivolts;

— *la valeur maximale de la tension différentielle d'entrée*, lue en millivolts sur l'axe des abscisses;

— *la linéarité de la fonction de transfert*, laquelle permet d'apprécier l'aptitude de l'amplificateur à travailler linéairement, sans introduire de distorsion.

9.6. Le bruit

Alors que l'électronique n'était encore que la radio, on a pris l'habitude de désigner par *bruit* tout ce qui n'était pas le *signal utile.*

Cette distinction va être conservée pour étudier le « bruit », dans les circuits intégrés linéaires, et sa mesure.

9.6.1. DÉFINITIONS

Afin d'apprécier le bruit qui se manifeste en un point quelconque d'un équipement, on établit le rapport signal sur bruit (soit S/B) en ce point :

$$\frac{S}{B} = \frac{P_S}{P_B}$$

où P_S est la puissance du signal et P_B, celle du bruit. Ce rapport se mesure généralement en décibels, ce qui mène à :

$$\frac{S}{B}\,(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_S}{P_B}$$

Cependant, si l'on considère un amplificateur, par exemple, on peut constater que le rapport S/B à l'entrée n'est pas le même que le rapport S/B à la sortie. C'est qu'en effet, cet amplificateur a lui-même créé du bruit, et l'on mesure cette faculté à l'aide du facteur de bruit F_B qui se définit par :

$$F_B = \frac{\text{rapport (S/B) à l'entrée}}{\text{rapport (S/B) à la sortie}}$$

En désignant par les indices *e* l'entrée, et *s* la sortie, on peut poser :

$$F_B = \frac{S_e}{S_s} \cdot \frac{B_s}{B_e}$$

On remarque que S_e/S_s représente le gain en puissance G_p de l'amplificateur. Donc :

$$F_B = \frac{1}{G_p} \cdot \frac{B_s}{B_e} = \frac{1}{G_p} \cdot \frac{P_{Bs}}{P_{Be}}$$

Le facteur de bruit se mesure lui aussi généralement en décibels; on aboutit alors à :

$$F_B\,(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{G_p} \cdot \frac{P_{Bs}}{P_{Be}}\right]$$

Si, maintenant, l'on ne considère plus les puissances mais les tensions (E) du signal (E_S) et du bruit (E_B), compte tenu que $P = E^2/R$, il faut écrire :

$$\frac{S}{B} = \frac{E_S^2}{E_B^2}$$

ce qui donne pour le facteur de bruit, en désignant par *e* l'entrée, et *s* la sortie :

$$F_B\,(dB) = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{E_{Se}}{E_{Ss}}\right)^2 \cdot \left(\frac{E_{Bs}}{E_{Be}}\right)^2\right]$$

Or, E_{Se}/E_{Ss}, rapport de la tension du signal à l'entrée à la tension du signal à la sortie, n'est autre que le gain en tension G de l'amplificateur, d'où :

$$F_B\,(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{G^2} \cdot \left(\frac{E_{Bs}}{E_{Be}}\right)^2\right]$$

On peut encore écrire différemment cette expression, si l'on tient compte du fait que E_{BS}/G, tension de bruit à la sortie divisée par le gain en tension correspond à la *tension de bruit ramenée à l'entrée*, qui sera notée e_n :

$$F_B\,(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{e_n}{E_{Be}}\right)^2$$

9.6.2. ORIGINE DU BRUIT

Les origines du bruit sont multiples. On considère généralement que l'on a affaire au :

— *bruit d'origine thermique*, encore appelé bruit à large bande, ou bruit blanc;

et, pour les semiconducteurs en particulier, au :

— *bruit dû à la génération permanente des paires électrons-trous et à leur recombinaison.* A l'équilibre thermique, et lorsqu'il y a courant, les porteurs sont continuellement créés et se recombinent à des vitesses variables; ce phénomène provoque des variations de densité de porteurs, entraînant des variations de résistivité;

— *bruit dû aux effets de surface.* Des fluctuations dans la rapidité des recombinaisons en surface affectent les concentrations en porteurs minoritaires aux abords des barrières;

— *bruit dû aux effets de champ dans les jonctions.* Lors de la traversée des jonctions, particulièrement de la jonction collecteur-base, les porteurs sont très violemment accélérés; il s'ensuit de très rapides impulsions de courant.

Pratiquement, pour faciliter l'étude d'un circuit intégré linéaire sous l'angle du bruit, on considère qu'à l'entrée, attaquée par la résistance de source, n'existe que le bruit d'origine thermique, tandis que tous les bruits introduits par ce circuit sont regroupés en :

— un bruit à basse fréquence, encore appelé *bruit de scintillation* (le « flicker noise » des Américains), ou bruit en $1/f$, car il décroît quand la fréquence croît;

— un bruit d'amplitude constante, indépendante de la fréquence, appelé *bruit de grenaille* (le « shot noise » des Américains).

9.6.3. LE BRUIT THERMIQUE

Sans revenir sur la théorie du bruit, rappelons que Nyquist a démontré que la tension de bruit e_t, due à l'agitation thermique, est donnée par :

$$e_t = \sqrt{4\,\mathrm{KTRB}}$$

où :

e_t est la tension de bruit d'origine thermique, en volts;
K est la constante de Boltzmann, égale à $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ joule par degré Kelvin;
T est la température absolue, en degrés Kelvin;
B est la bande passante, en hertz;
R est la résistance, en ohms.

A la température ambiante de 27 °C, soit 300 °K, on a :

$$e_t^2 = 1{,}65 \cdot 10^{-20}\ \mathrm{BR}$$

Définissons maintenant, ce que l'on entend par *bande passante de bruit* pour un circuit. Soit, tout d'abord, un circuit sélectif, dont la courbe de réponse (tension de bruit en fonction de la fréquence) est tracée figure 9-50.

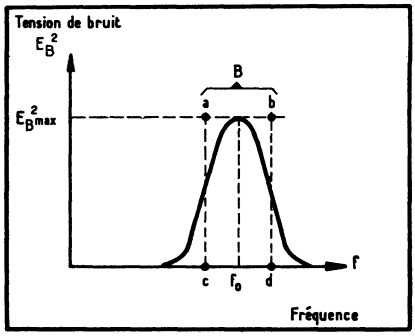


Fig. 9-50. — La bande passante équivalente de bruit est représentée par la distance cd, base d'un rectangle abcd de surface égale à celle délimitée par la courbe de bruit en trait plein.

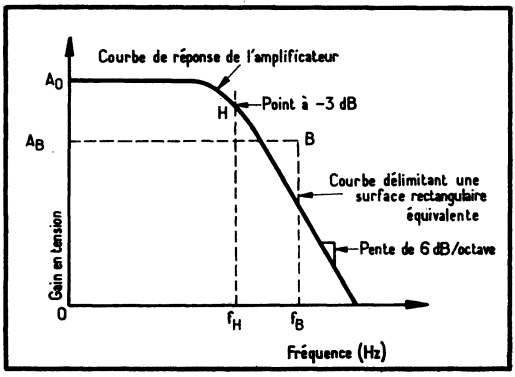


Fig. 9-51. — Dans le cas d'un amplificateur opérationnel la bande passante équivalente est donnée par la distance O-f_B. Le point f_H correspond à la bande passante à — 3 dB.

La surface délimitée par cette courbe est égale à celle du rectangle *abcd*; la distance *cd* définit alors la *bande passante de bruit* (encore appelée *bande passante équivalente de bruit*), et est donnée mathématiquement par :

$$B = \frac{1}{E_{B\,max}^2} \int_{f=\infty}^{f=0} E_B^2 \cdot df$$

Considérons, maintenant, non plus un circuit sélectif, mais un circuit à large bande, un amplificateur opérationnel, par exemple, dont la courbe du gain en fonction de la fréquence est celle de la figure 9-51.

Soit A_0 le gain en courant continu, H la bande passante à —3 dB, et f_H la fréquence correspondante. La surface du rectangle A_B, B, f_B,O est égale à celle délimitée par la courbe de réponse. La fréquence f_B est alors donnée par :

$$f_B = \frac{\pi}{2} \cdot f_H$$

La distance O à f_B, donc f_B définit ainsi la bande passante équivalente de bruit.

9.6.4. LE BRUIT DE POP-CORN

Outre ces bruits apparaît un bruit erratique, fort gênant pour certaines applications, appelé bruit de pop-corn (maïs sauté) en raison de son aspect non continu.

Il se manifeste à la sortie des amplificateurs comme des sauts erratiques à

basse fréquence en deux ou plusieurs états stables. Il se mesure, par exemple, en dizaines de microvolts avec une résistance de source de 100 kΩ sur un 741. Sa mesure est particulièrement complexe.

9.6.5. MESURE DU BRUIT RAMENÉ A L'ENTRÉE

Soit le montage de la figure 9-52. Aucun générateur n'attaquant les entrées et *les décalages étant supposés annulés au préalable*, la tension de sortie V_0, est la tension de bruit à la sortie. Elle doit être mesurée à l'aide d'un voltmètre de valeur efficace vraie.

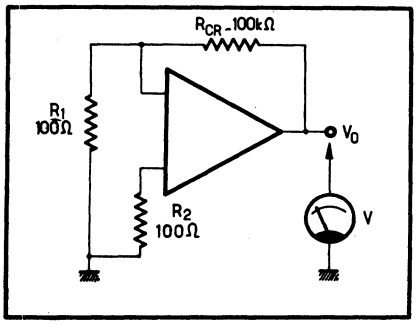


Fig. 9-52. — La tension de bruit ramenée à l'entrée est définie par la tension de bruit à la sortie, divisée par le gain en tension, lequel est ici déterminé par le rapport des résistances R_{CR}/R_1.

Pour la ramener à l'entrée et obtenir e_n, il suffit de la diviser par le gain lequel est fixé par le rapport des résistances R_{CR} sur R_1, et l'on obtient :

$$e_n = V_0 \cdot \frac{R_1}{R_{CR}}$$

Supposons que l'on ait mesuré une tension de bruit, à la sortie, de $V_0 = 5$ mV. Avec $R_1 = 100\ \Omega$ et $R_{CR} = 100$ kΩ (cas du schéma), on a :

$$e_n = 5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{100}{10^5} = 5 \cdot 10^{-6}\ \text{V} = 5\ \mu\text{V}$$

9.6.6. CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT

On a vu que le facteur de bruit dépend de la tension de bruit introduite à l'entrée e_t, d'origine thermique, et de la tension de bruit ramenée à l'entrée e_n due au montage considéré. On a donc :

$$F_B\ (\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{e_n^2}{e_t^2}$$

où, rappelons-le : $e^2{}_t = 4$ KTRB, avec R = résistance du générateur. Or, puisque $e^2{}_t = 1{,}65 \cdot 10^{-20}$ BR à la température de 27 °C, on aboutit à :

$$F_B\ (\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{e_n^2}{1{,}65 \cdot 10^{-20}\ \text{BR}}$$

avec :

B la bande passante, en hertz;
R la résistance du générateur, en ohms;
e_n la tension de bruit ramenée à l'entrée, en volts;
F_B le facteur de bruit, en décibels.

Le nombre des variables ayant ainsi été réduit, on peut concevoir l'emploi d'un abaque qui permette d'établir commodément la valeur du facteur de bruit. Cet abaque est donné ci-contre.

Abaque pour le calcul du facteur de bruit (page 208)

Supposons, par exemple, que la tension de bruit ramenée à l'entrée d'un amplificateur soit de 100 μV_{eff}, que la résistance du générateur vaille 10 MΩ, et que la bande passante de bruit soit de 100 Hz. La première opération consiste à relier par une droite les points 100 Hz et 10 MΩ; cette droite coupe l'axe de référence en un point D, d'où l'on fait partir une seconde droite vers le point 100 μV; cette dernière coupe enfin l'axe des facteurs de bruit à la valeur cherchée, soit 28 dB à la température ambiante.

9.6.7. RELEVÉ DES COURBES DE BRUIT

Une étude du bruit exige que l'on relève des courbes en fonction de divers paramètres, dont la fréquence. Pour effectuer commodément des mesures de faibles tensions de bruit, on peut être amené à les amplifier; nous allons tout d'abord démontrer que l'adjonction d'étages amplificateurs supplémentaires ne contribue que de façon négligeable au bruit total.

Contribution d'étages supplémentaires au bruit

Soit un amplificateur comportant plusieurs étages, 1, 2, 3, ..., dont chacun est affligé d'un facteur de bruit F_{b1}, F_{b2}, F_{b3}, ... Le facteur de bruit résultant est donnée par :

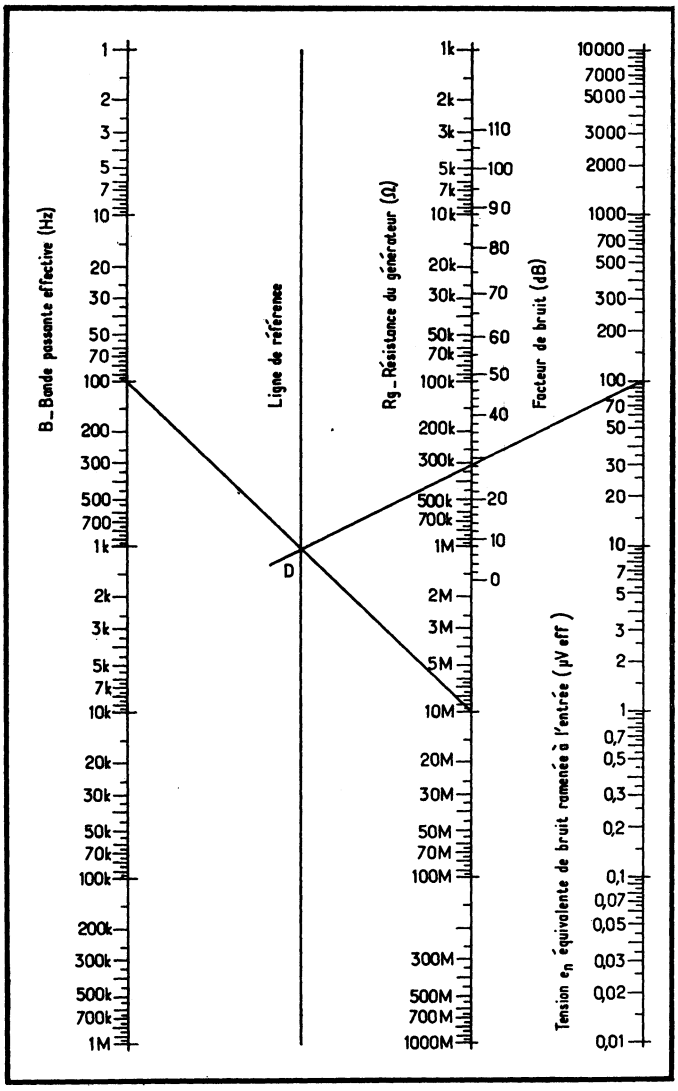
$$F_B\,(dB) = 10 \log_{10}\left[F_{b1} + \frac{F_{b2} - 1}{G_1} + \frac{F_{b3} - 1}{G_1 G_2} + \ldots\right]$$

où G_1, G_2 et G_3 sont les gains respectifs des étages d'amplification. Il est donc clair que, si le gain de l'étage d'entrée est suffisamment élevé, ce dernier imposera pratiquement ses caractéristiques de bruit. Il s'agit là d'un phénomène trop connu pour qu'il soit utile d'insister.

Cela signifie que, lorsqu'on effectue des mesures de bruit, on peut faire suivre le montage aux essais par quelque type de bon amplificateur que ce soit. Ce dernier permettra de porter à un niveau convenable le bruit, à la sortie, sans pratiquement influer sur lui.

L'amplificateur considéré comme un quadripôle

Un amplificateur à circuits intégrés peut être représenté, sous sa forme générale, par un quadripôle. On peut supposer que ce quadripôle est entièrement



dépourvu de bruit, celui-ci étant reporté à l'entrée sous la forme d'un générateur de tension de bruit e_n, et d'un générateur de courant de bruit, i_n (fig. 9-53).

Plus exactement, e_n et i_n sont, ici, des valeurs efficaces moyennes élevées au carré afin de rester proportionnelles à la puissance. (Notons, à ce propos, que leurs valeurs respectives ne sont pas rigoureusement indépendantes.)

Calcul du bruit total

Si l'on considère que la résistance d'entrée de l'amplificateur est infinie — cas d'un amplificateur idéal —, la puissance totale de bruit ramenée à l'entrée et résultant de toutes les causes de bruit est proportionnelle à $\bar{i}_T^2$. Or, ce courant

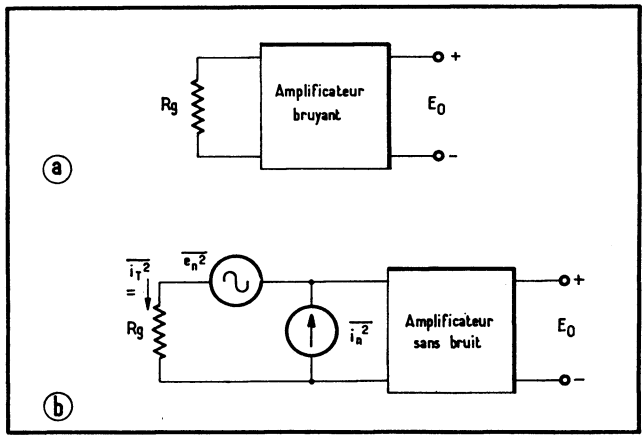


Fig. 9-53. — Un quadripôle bruyant peut être représenté comme un quadripole sans bruit, auquel on a adjoint une source de tension de bruit et une source de courant de bruit.

dépend de la tension de bruit propre à la résistance du générateur R_g, de e_n et de i_n.

Le courant de bruit dû à R_g est calculé à partir de la formule classique de Nyquist :

$$i^2 \text{ (de } R_g) = \frac{4\,KTB}{R_g}$$

donc, le courant de bruit total est donné par :

$$\bar{i}_T^2 = \frac{4\,KTB}{R_g} + \frac{\bar{e}_n^2}{R_g^2} + \bar{i}_n^2$$

La tension totale de bruit à l'entrée, e_T, est égale à :

$$(\bar{e}_T)^{1/2} = R_g \cdot (\bar{i}_T^2)^{1/2} = [4\,KTBR_g + \bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2\,R_g^2]^{1/2}$$

Ainsi, on peut évaluer le bruit total ramené à l'entrée d'un quadripôle à l'aide de deux mesures : la mesure de la tension de bruit, laquelle s'effectue pour $R_g = 0$, et celle du courant de bruit, mesuré avec R_g très grand.

Valeur optimale de la résistance du générateur

Si, maintenant, on reporte la valeur de e_T^2 donnée par l'équation précédente dans celle définissant le facteur de bruit, à la place de e_n^2, on peut calculer quelle est la valeur optimale de R_g qui contribue au bruit minimal.

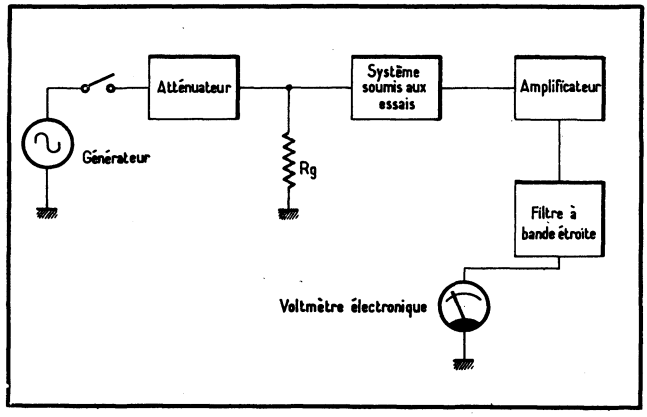


Fig. 9-54. — Principe de la mesure de la tension de bruit en fonction de la fréquence.

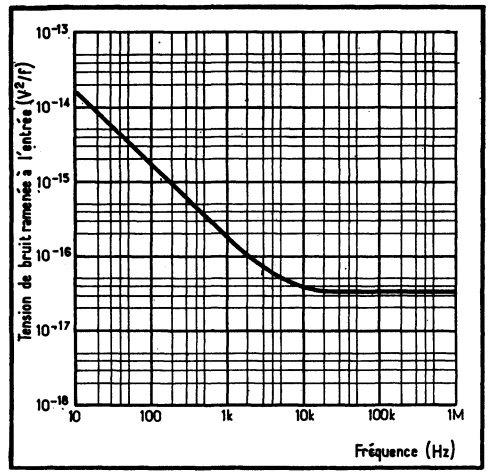


Fig. 9-55. — Courbe donnant la tension de bruit, en fonction de la fréquence, pour un amplificateur μA 702 A.

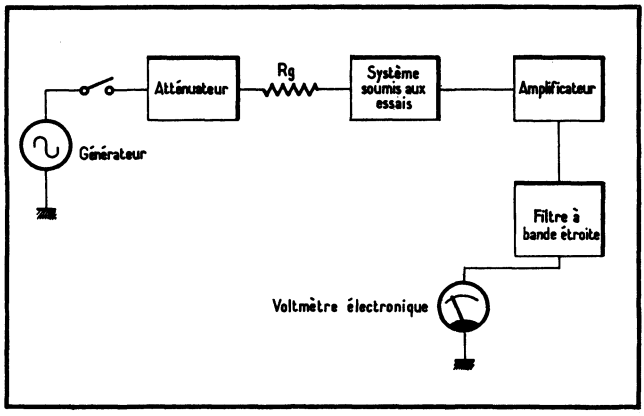


Fig. 9-56. — Principe de la mesure du courant de bruit en fonction de la fréquence.

Pour ce faire, il suffit d'annuler la dérivée de façon classique, et l'on trouve, tous calculs faits, que :

$$R_g\,(\text{opt}) = \left[\frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_n^2}}\right]^{1/2}$$

Expérimentalement, on constate que cette valeur est de beaucoup inférieure à la résistance d'entrée du quadripôle, qu'elle est indépendante du gain en boucle fermée, mais qu'elle est sensiblement liée à la bande passante.

9.6.8. MÉTHODES PRATIQUES POUR RELEVER LES COURBES

Tension de bruit

Un ensemble classique servant à relever les courbes de la tension de bruit en fonction de la fréquence est représenté par la figure 9-54. Un générateur, suivi par un atténuateur, attaque le circuit aux essais; après quoi l'on trouve un amplificateur éventuel, et un filtre sélectif à la sortie duquel est mesurée la tension de bruit.

La résistance de source, R_g, doit être suffisamment petite pour ne pas contribuer au bruit thermique et au courant de bruit. Pratiquement, elle doit être bien inférieure à la valeur optimale qui vient d'être définie; donc :

$$R_g \ll \left[\frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_n^2}}\right]^{1/2}$$

Le processus de la mesure est alors le suivant :

— le générateur étant déconnecté, on mesure la tension de bruit e_1 présente à la sortie;

— puis, on branche le générateur et on le règle pour obtenir un niveau de sortie e_2 supérieur de 20 ou 40 dB à e_1. On détermine quelle est la tension réelle d'entrée e_r, qui apparaît aux bornes de R_g.

— la tension de bruit e_n, ramenée à l'entrée, est calculée à l'aide de la formule :

$$e_n = e_1 \cdot \frac{e_r}{e_2}$$

On peut noter que le rapport e_2/e_r correspond sensiblement au gain du quadripôle. Si la bande passante du filtre est de 1 Hz, la tension de bruit est obtenue par herz; si la bande passante est de x herz, la tension de bruit par herz est de e_n/x.

Ainsi peut-on tracer les courbes de la tension de bruit en fonction de la fréquence, courbes dont la figure 9-55 donne un exemple. Elle a été relevée sur un amplificateur μA 702 A, la tension de bruit ramenée à l'entrée étant exprimée en volts carrés par hertz.

On distingue nettement les deux zones, correspondant à la scintillation et à l'effet de grenaille, la seconde restant à un niveau constant. Leur point de recoupement se situe à environ 10 kHz.

Courant de bruit

La mesure du courant de bruit s'effectue de façon similaire; cependant, la résistance de source doit être montée en série (fig. 9-56) et offrir une impédance suffisamment élevée pour que l'on puisse considérer le circuit comme ouvert. Plus précisément, R_g doit être bien supérieure à R_g (opt) définie plus haut; donc :

$$R_g \gg \left[\frac{\overline{e_n^2}}{\overline{i_n}}\right]^{1/2}$$

afin que ni sa tension de bruit, ni son bruit thermique n'interviennent.

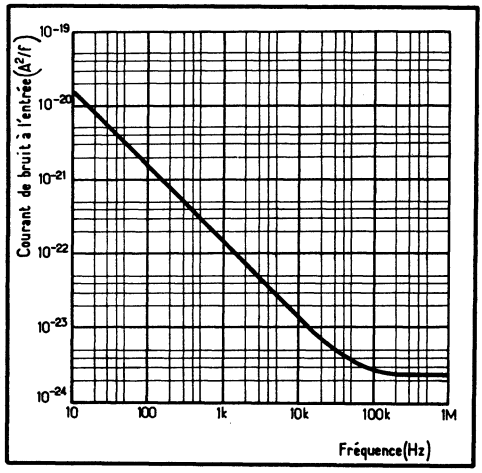


Fig. 9-57. — Courant de bruit en fonction de la fréquence, relevé sur un amplificateur μA 702 A.

Le principe de la mesure reste exactement le même, et la figure 9-57 en illustre le résultat. Il s'agit d'une courbe donnant le courant de bruit ramené à l'entrée en ampères carrés par herz, en fonction de la fréquence, pour le même amplificateur μA 702 A.

A nouveau, on retrouve les deux zones qui correspondent au bruit de scintillation et à l'effet de grenaille, le point de recoupement se situant vers 80 kHz.

Si l'on compare les courbes de la tension et du courant de bruit, on constate que, dans ce cas précis, si la résistance du générateur est plus petite que 200 Ω, on peut négliger le courant de bruit. A l'inverse, si R_g est supérieure à 20 kΩ environ, on peut négliger la tension de bruit.

CHAPITRE 10

APPLICATIONS DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Les applications des amplificateurs opérationnels, et plus généralement des amplificateurs différentiels, se sont développées avec une rapidité extraordinaire grâce à l'intégration.

Les principes de tous les montages pratiques auxquels ils ont donné lieu ont été présentés dans le chapitre consacré à ces éléments. Pour compléter ces informations, des exemples précis d'application vont être développés ici. Ils pourront être transposés d'un type de circuit à un autre si l'on respecte leurs conditions propres de fonctionnement.

10.1. AMPLIFICATEURS INVERSEURS

Le schéma d'un amplificateur inverseur, utilisant un μA 702 A, est donné figure 10-1. Si l'on suppose que le gain en boucle ouverte est infini, le gain en boucle fermée est donné par :

$$G = -R_2/R_1 = -10$$

Afin de réduire, et la tension de décalage à l'entrée, et sa dérive, la résistance R_3 a été faite égale à l'ensemble $R_1//R_2$ en parallèle.

Le montage inverseur convenant à un μA 709 n'est guère différent dans son principe (fig. 10-2). Le gain est d'environ −100, ici.

L'impédance de sortie est, quant à elle, inférieure à 1 Ω en raison de la boucle de contre-réaction. Enfin, grâce aux éléments R_4, C_1 et C_2, la bande passante s'étend jusqu'à 0,5 MHz. Le signal minimal applicable est limité par le bruit ramené à l'entrée et par la dérive, tandis que le courant d'entrée, le courant de bruit et la bande passante déterminent les valeurs maximales des résistances.

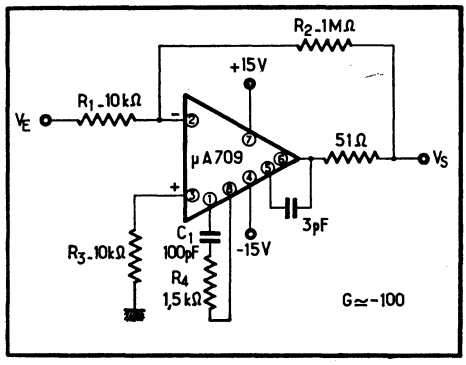


Fig. 10-1. — Amplificateur inverseur à gain G = — 10.

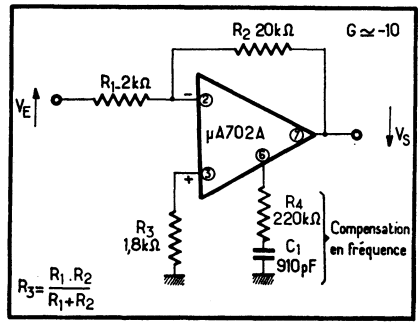


Fig. 10-2. — Autre montage d'amplificateur inverseur, à cricuit μA 709, avec G = — 100.

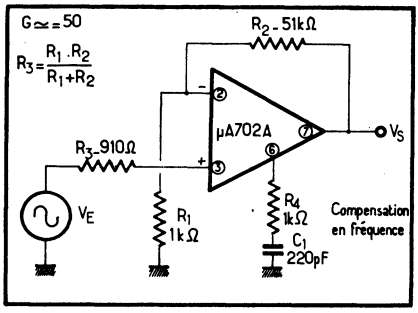


Fig. 10-3. — Schéma d'un amplificateur non inverseur avec circuit μA 702 A.

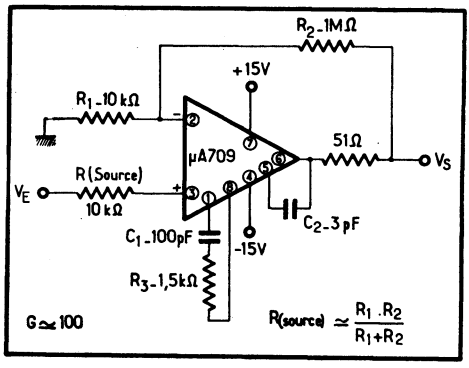


Fig. 10-4. — Montage équivalent d'amplificateur non inverseur, mais avec un μA 709 et G = 100.

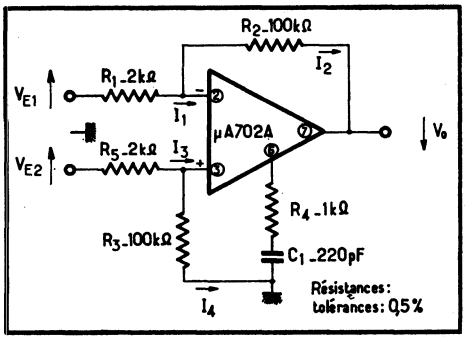


Fig. 10-5. — Le μA 702 A en amplificateur différentiel.

10.2. AMPLIFICATEURS NON INVERSEURS

Un μA 702 est, ici, monté en amplificateur non inverseur (fig. 10-3). Si l'on suppose A = ∞, le gain en boucle fermée est donné par :

$$G = \frac{V_S}{V_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \simeq \frac{R_2}{R_1} = 51$$

La résistance R_3 n'est pas indispensable; cependant, si l'on considère qu'elle comprend également la résistance de source, il est utile de faire :

$$R_3 = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2) = 910\ \Omega$$

pour réduire la tension de décalage d'entrée et sa dérive.

Transposé à un μA 709, le montage non inverseur devient celui de la figure 10-4, avec un gain G ≈ 100. L'impédance de sortie est réduite à une fraction d'ohm, tandis que l'impédance d'entrée est approximativement donnée par :

$$R_E = \frac{1}{Y_{23}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A$$

où A est le gain en boucle ouverte, et Y_{23}, l'admittance entre les bornes (2) et (3).

10.3. AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

Le montage d'un μA 702 A en amplificateur différentiel est indiqué figure 10-5 Du fait que $I_1 = I_2$ et que $I_3 = I_4$ la tension de sortie V_0 est :

$$V_0 = V_R \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{E1}$$

Mais on a également :

$$V_R = V_{E2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_5}$$

donc :

$$V_0 = V_{E2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_5} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{E1} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

expression qui devient, si $R_1 = R_5$ et $R_2 = R_3$:

$$V_0 = (V_{E2} - V_{E1}) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Le rapport de réjection de mode commun propre à une telle configuration — appelons-le S — est donné par :

$$\frac{1}{S} = \frac{1}{H} + \frac{1}{S_A}$$

où S_A est le RRMC du μA 702 A, et où H vaut :

$$H = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{2}{\frac{R_1 - R_5}{R_5} - \frac{R_2 - R_3}{R_3}}$$

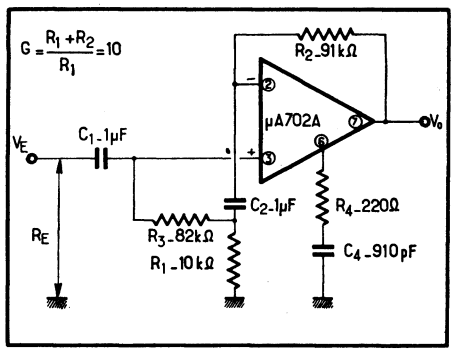


Fig. 10-6. — Amplificateur à haute impédance d'entrée à courant alternatif.

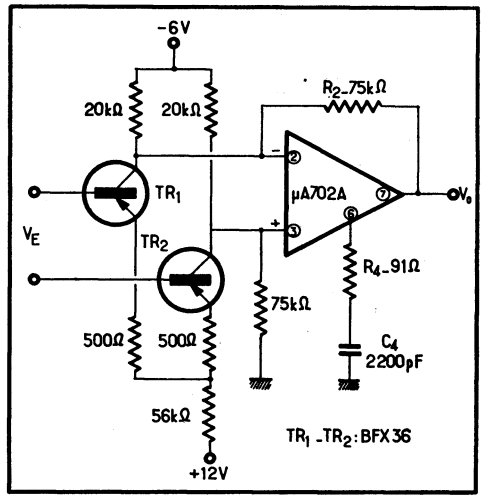


Fig. 10-7. — Schéma d'un amplificateur à haute impédance d'entrée, mais à bas bruit.

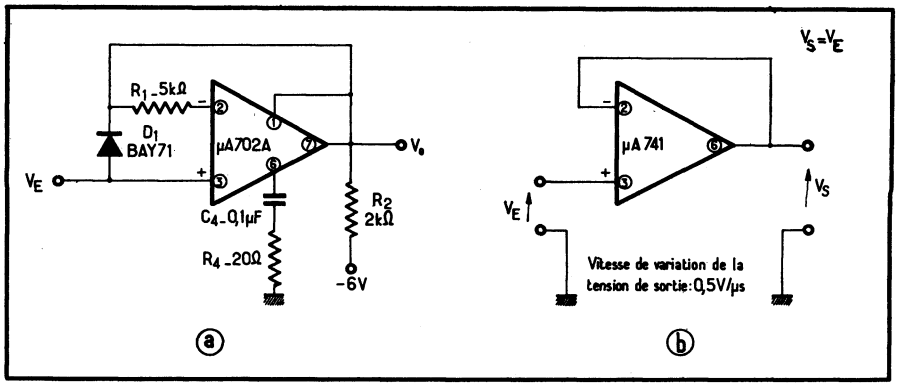


Fig. 10-8. — Montages suiveurs de tension à μA 702 A (a) ou à μA 741 (b).

10.4. AMPLIFICATEUR A COURANT ALTERNATIF A HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE

La configuration « bootstrap », de la figure 10-6 permet d'appliquer une tension de réaction (positive) à l'entrée sans inversion. L'impédance d'entrée R_E devient alors :

$$R_E = \frac{A}{G} \cdot R_A$$

expression dans laquelle A et G sont respectivement les gains en boucle ouverte et fermée, et R_A, l'impédance d'entrée de la borne (3). Si l'on a $A = 2\,000$, $R_A = 10\ k\Omega$ et si $G = 10$, on trouve que $R_E = 2\ M\Omega$.

La résistance R_3 procure une certaine stabilité thermique, et sa valeur est telle que $R_3 + R_1 \approx R_2$.

10.5. AMPLIFICATEUR A BAS BRUIT ET HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE

Une paire de transistors à bas bruit placée avant l'amplificateur intégré contribue à la réalisation d'un montage qui s'avère excellent, appliqué à l'amplification de basses tensions provenant de capteurs, sources BF, etc. (fig. 10-7).

Bien que la boucle de contre-réaction n'englobe pas l'ensemble du montage, le gain a été ramené à 100. La gamme de tensions admissibles de mode commun se trouve, ici, accrue et supérieure à celle du μA 702 A seul.

10.6. MONTAGES SUIVEURS DE TENSION

La tension positive de mode commun, admissible à l'entrée du μA 702 A, limite l'excursion de la tension d'entrée crête à crête lorsque l'amplificateur est utilisé en montage suiveur à gain unité.

Un moyen de pallier cette faiblesse consiste à relier la borne (1), qui correspond normalement à la masse, directement à la sortie (fig. 10-8 *a*). Ce faisant, aucune des tensions d'entrée ne peut devenir positive par rapport à (1).

La résistance R_2, facultative, autorise un accroissement de l'excursion négative de la tension de sortie quand le montage est fortement chargé.

Un autre montage suiveur, encore plus simple puisque faisant appel à un μA 741, est indiqué figure 10-8 *b*. En effet, cet amplificateur opérationnel comprend un condensateur intégré qui assure la compensation en fréquence.

10.7. MONTAGES AVEC COMPENSATION EN FRÉQUENCE

La bande passante la plus large est obtenue avec un μA 702 A, à l'aide d'un réseau de compensation en fréquence R_4 et C_4 tel que (fig. 10-9 *a*) :

$$R_4 \text{ (en ohms)} = 20 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

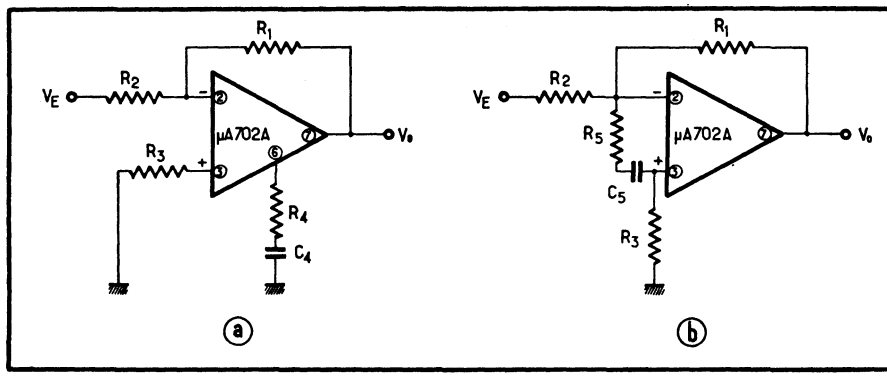


Fig. 10-9. — Deux moyens d'appliquer la compensation en fréquence à un μA 702 A : en post-compensation à la borne (6) (a), ou à l'entrée (b).

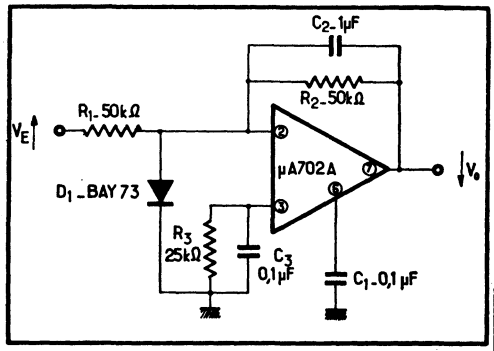


Fig. 10-10. — Réalisation d'un filtre passe-bas.

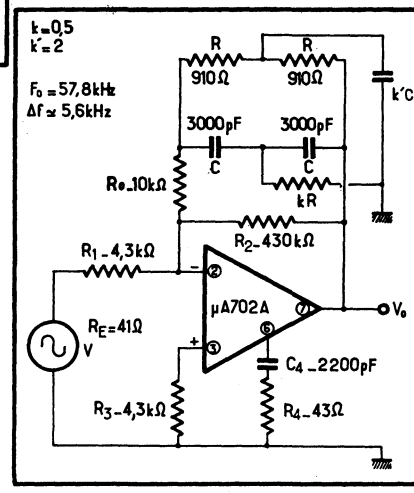


Fig. 10-11. — Filtre passe-bande à double T.

et :

$$C_4 \text{ (en microfarads)} = \frac{0{,}01}{1 + (R_1/R_2)}$$

La stabilité ne peut que s'accroître si l'on augmente C_4 et diminue R_4, au détriment de la bande passante. Pour obtenir l'excursion maximale de la tension de sortie, on ramène le réseau de compensation à l'entrée, avec (fig. 10-9 *b*) :

$$R_5 \text{ (en ohms)} = 5\,R_1$$

$$C_5 \text{ (en microfarads)} = 0{,}04/R_1$$

si R_1 *est en kilohms.* La stabilité inconditionnelle doit être assurée différemment si le gain en boucle ouverte est supérieur à 2 000 et la contre-réaction, plus grande que 20 dB environ.

10.8. FILTRE PASSE-BAS

Un condensateur C_2, monté en contre-réaction, confère au μA 702 A les propriétés d'un filtre passe-bas (fig. 10-10), dont le gain en courant continu G_{CC} est :

$$G_{CC} = -R_2/R_1$$

la fréquence à −3 dB :

$$f(-3\text{ dB}) = 1/(2\pi\,R_2\,C_2)$$

et la tension de sortie V_0 :

$$V_0 = -V_E \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_2 C_2 S}$$

où V_E est la tension d'entrée, et S, un opérateur lié à la fréquence.

Le condensateur C_1 assure la stabilité en fréquence, mais sa valeur doit être supérieure à $C_2/10$; sans cette précaution, C_2 risque de réappliquer à l'entrée avec inversion des tensions excessives.

Par ailleurs, C_3 découple l'entrée directe, tandis que la diode D_1 protège l'entrée avec inversion contre une éventuelle saturation.

10.9. FILTRE PASSE-BANDE

Le montage passe-bande fait appel à un double filtre en T, monté en contre-réaction (fig. 10-11). Le déphasage doit être minimal à la fréquence centrale de la courbe de réponse, f_0; pour une sélectivité maximale, il convient de choisir des coefficients k et k' affectés aux éléments comme indiqué sur le schéma tels que :

$$k = 0{,}5 \qquad \text{et} \qquad k' = 4\,k = 2$$

ainsi que :

$$R^2 = 2\,R_0 \cdot R_S$$

où :

R_S est la résistance de source;
R_0 une résistance égale à la résistance de charge.

Le rapport R_0/R_S doit rester aussi grand que possible. D'autre part, la fréquence f_0 est donnée par

$$f_0 = 1/(2\pi\,RC)$$

et il lui correspond un gain tel que

$$G_0 \approx R_2/R_1$$

Le coefficient de qualité de l'amplificateur sélectif est calculé comme suit :

$$Q = (A_Q + 1)/4$$

expression dans laquelle A_Q est le gain de la boucle où est inséré le filtre. Ainsi :

$$A \approx \frac{R_2}{R_2 + (R/\sqrt{2})}$$

Les valeurs portées dans la figure ont été calculées de cette façon, puis arrondies, à partir de R = 910 Ω et f_0 = 60 kHz. En effet, on trouve que C = $1/(2\pi R f_0)$ = 2 930 mF; la valeur pratique adoptée, C = 3 000 pF, place f_0 à 57,8 kHz.

La valeur choisie pour Q, ici Q = 10, permet ensuite de calculer R_2 (= 415 kΩ, soit pratiquement 430 kΩ) puis R_1 pour un gain de 100.

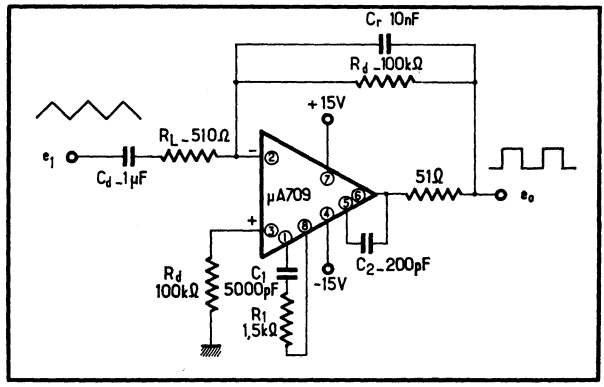


Fig. 10-12. — Montage différentiateur.

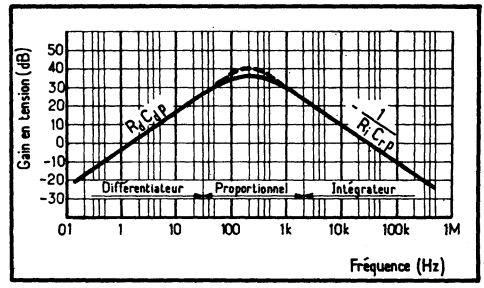


Fig. 10-13. — Réponse en fréquence du montage différentiateur de la figure précédente.

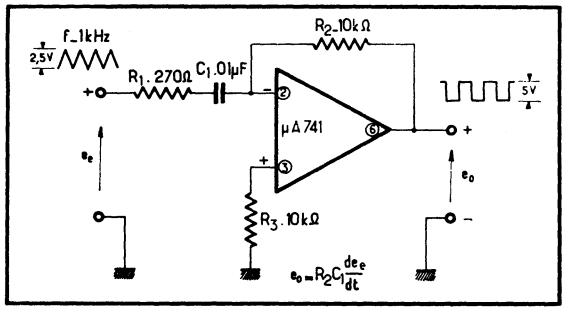


Fig. 10-14. — Autre montage différentiateur, à µA 741.

La bande passante, à -3 dB, est approximativement de 5, 6 kHz, et la tension de sortie peut atteindre 2 V crête à crête sans distorsion. Enfin, R_4 et C_4 assurent la compensation en fréquence, tandis que R_3, connectée entre l'entrée directe et la masse, a une valeur d'environ 4,3 kΩ.

10.10. DIFFÉRENTIATEURS

Classique dans son principe, le montage différentiateur (fig. 10-12) recourt à un μA 709. Le courant i_c qui traverse le condensateur de différenciation C_d est donné par :

$$i_c = C_d \frac{de_1}{dt}$$

Or, un courant de valeur égale, mais de signe opposé, parcourt la résistance de contre-réaction R_d (au courant d'entrée du μA 709 près). On a donc :

$$e_0 = i_c R_d = -R_d C_d \frac{de_1}{dt} = -T_d \cdot pe_1$$

avec :

T_d constante de temps $R_d C_d$;
pe_1 de_1/dt, où p est égal à d/dt en notation de Laplace.

Le condensateur C_r n'a d'autre objet que de limiter la bande passante — et en conséquence, le bruit — afin d'accroître la stabilité.

Cependant, il en résulte que le circuit agit en différentiateur pour les fréquences basses, et en intégrateur pour les fréquences élevées, comme en témoigne la courbe de la figure 10-13.

La constante de temps $R_d C_d$ est choisie telle que la vitesse de variation maximale du signal d'entrée produise une tension de sortie au plus égale au maximum admissible, condition qui s'écrit :

$$R_d C_d = \frac{|e_0|_{max}}{\left|\frac{de_1}{dt}\right|_{max}}$$

L'erreur totale ramenée à l'entrée (de_1/dt) produite au point de sommation des courants d'entrée et de contre-réaction par le courant (i_{decal}) et la tension (e_{decal}) de décalage, est donnée par :

$$\text{erreur} \left(\frac{de_1}{dt}\right) = \frac{1}{C_d}\left(\frac{1}{R_d} e_{decal} + i_{decal}\right)$$

On aboutit à un montage encore plus simple si l'on recourt au μA 741 (fig. 10-14). Cela, en raison du fait que cet élément est déjà compensé en fréquence.

10.11. INTÉGRATEURS

Le courant e_1/R qui traverse la résistance R (fig. 10-15 *a*) devant être égal au courant de contre-réaction dû à C, on peut écrire que :

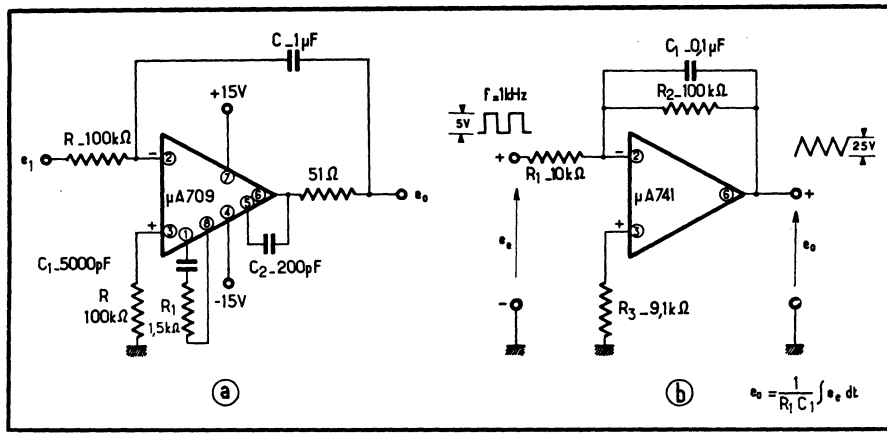


Fig. 10-15. — Réalisation d'un intégrateur à µA 709 (a) ou à µA 741 (b).

$$-C \frac{de_0}{dt} = \frac{e_1}{R}$$

donc :

$$e_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t e_1 \, dt = -\frac{e_1}{pT}$$

où :

T est la constante de temps d'intégration RC soit, ici, avec R = 100 kΩ et C = 1 µF, RC = 0,1 s;

$1/p$ est le symbole de l'intégration en notation de Laplace.

En fait, T représente réellement le temps exigé par la tension de sortie pour changer d'une valeur égale à la moyenne de la tension d'entrée pendant le temps Δt, soit :

$$\Delta e_0 = \frac{\Delta t}{T} \bar{e}_1$$

Le montage de la figure est fondamental, en ce sens qu'il doit être complété de circuits précisant la tension de départ de e_0; en effet, laissé tel que, il se hisserait à saturation de lui-même au bout d'un certain temps, en raison des décalages. Les éléments R_1, C_1 et C_2 sont là pour garantir sa stabilité.

Un autre montage intégrateur est donné figure 10-15 *b*. Il fait appel à un élément µA 741, qui constitue la version plus évoluée du µA 709 et permet un schéma plus simple.

10.12. AMPLIFICATEUR A COURANT CONTINU A FAIBLE COURANT D'ENTRÉE

Un étage d'entrée différentiel à transistors réduit considérablement le courant d'entrée exigé de la source.

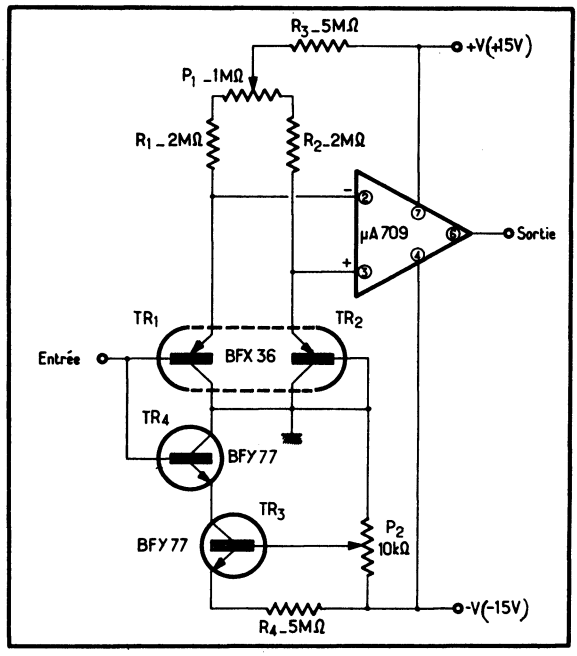


Fig. 10-16. — Amplificateur à courant continu à faible courant d'entrée.

Ainsi, dans le schéma de la figure 10-16, l'élément double PNP BFX 36 travaille avec un courant de collecteur très faible, de 1 μA, et une tension collecteur-base pratiquement nulle. De ce fait, l'influence du I_{CBO} des transistors et de sa dérive en fonction de la température est, pratiquement, éliminée. En conséquence, le courant d'entrée est de l'ordre de 5 à 10 nA, et la résistance d'entrée est de 15 MΩ.

En outre, on peut purement et simplement annuler le courant d'entrée en ajustant le potentiomètre P_2, donc en réglant le courant de la source TR_3, à la température ambiante, de façon que :

$$I_{B4} = \frac{I_{C4}}{\beta_4} = I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1}$$

où I_C sont les courants de collecteur de TR_1 (I_{C1}) et TR_4 (I_{C4}), β, les gains respectifs, et I_B, les courants de base.

La dérive en courant peut atteindre, typiquement, 20 pA/°C de 0 à 60 °C. Notons que le potentiomètre P_1 sert à annuler la tension de décalage du μA 709, avec l'entrée court-circuitée à la masse.

10.13. AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR μA 709

Dans le cas où l'on désire accroître la puissance fournie par un μA 709, il convient de le faire suivre par un amplificateur selon le principe indiqué dans la figure 10-17.

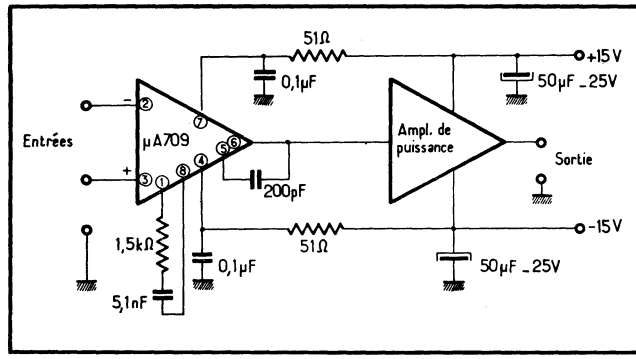


Fig. 10-17. — Principe de réalisation d'un amplificateur de puissance pour µA 709.

Cet amplificateur de puissance est, ici, de gain unité, et son schéma réel est donné figure 10-18. Il est réalisé en éléments discrets, et comprend deux étages à couplage direct, qui attaquent une sortie en montage à symétrie complémentaire.

Le taux de contre-réaction (sortie-émetteur de TR_1) est de 100 %. Pratiquement, c'est du µA 709 que dépendent la bande passante et la vitesse de variation de la tension de sortie.

La sortie de l'amplificateur, protégée contre les courts-circuits permanents jusqu'à plus de 50 °C de température ambiante, fournit une tension de ± 10 V à une charge de 100 Ω.

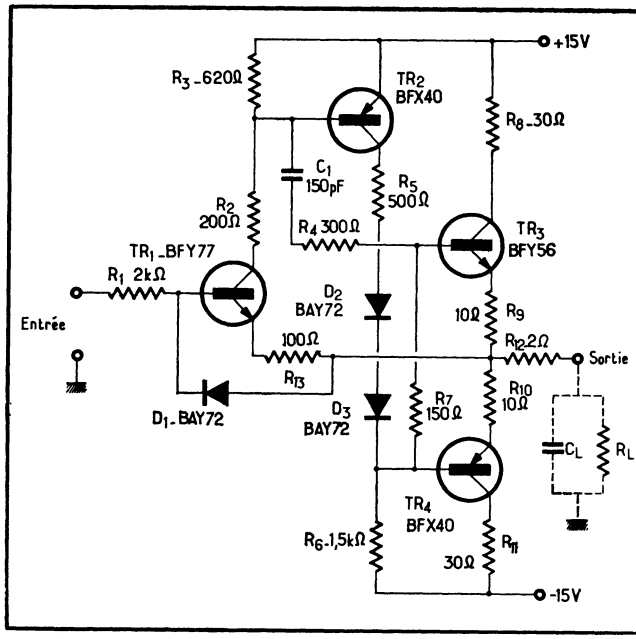
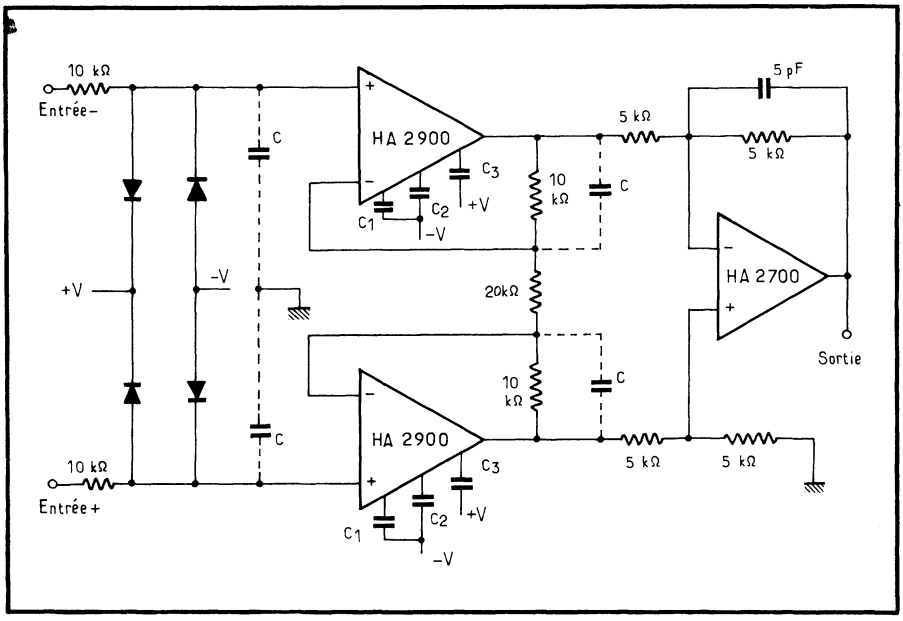


Fig. 10-18. — Schéma pratique de l'amplificateur de puissance pour µA 709.

10.14. AMPLIFICATEUR A HAUTE IMPÉDANCE OU INTÉGRATEUR A HA 2900

Le HA 2900, amplificateur opérationnel stabilisé par chopper, se prête à des montages de hautes performances : amplificateur à haute impédance d'entrée (fig. 10-19); intégrateur pour filtres actifs, calcul, temporisateurs, générateurs, commandes industrielles, permettant une haute précision sur 8 décades de fréquence (fig. 10-20), ou pour convertisseurs A/D à double rampe avec 6 digits de résolution.



10-19. — Amplificateur différentiel à haute impédance.

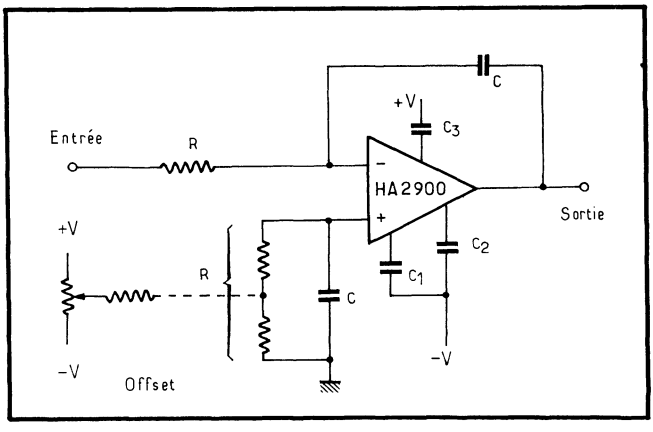


Fig. 10-20. — Intégrateur à chopper.

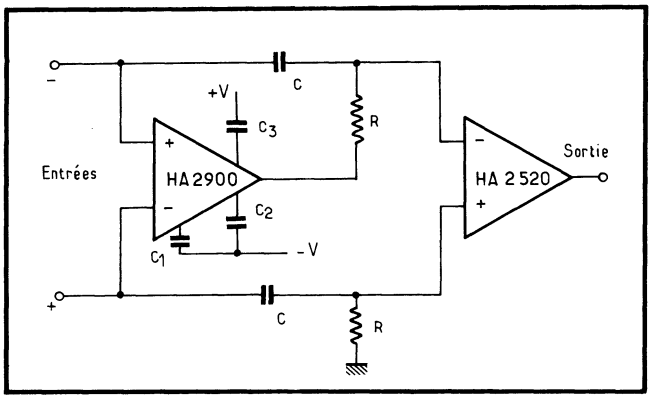


Fig. 10-21. — Le haut slew-rate du HA 2520 s'ajoute aux qualités du HA 2900.

Dans la figure 10-21, le HA 2900 est suivi par un 2520 à large bande passante et haut slew-rate. Le montage résultant allie les qualités de ces deux éléments en étage tampon ou convertisseur A/D où l'on fuit les offsets.

10.15. OSCILLATEUR SINUSOIDAL A FRÉQUENCE PROGRAMMABLE

L'amplificateur opérationnel à quatre canaux HA 2400/2405 de *Harris Semiconductor* permet de réaliser tous les types d'oscillateurs construits autour des amplificateurs opérationnels classiques (double T, réseau déphaseur, pilotage par quartz, etc.).

Le schéma de la figure 10-22, option *a*, correspondant à un oscillateur du type à pont de Wien, est très utilisé dans les générateurs, car on peut facilement l'accorder dans une très large plage de fréquence et l'onde sinusoïdale qu'il délivre présente une distorsion très faible.

On peut concevoir les réseaux d'accord pour aller d'environ 10 Hz jusqu'à plus de 1 MHz. Le signal de sortie est d'environ 6 V_{eff}.

En remplaçant l'amplificateur-tampon par un atténuateur programmable, on obtient un générateur d'ondes sinusoïdales aux utilisations nombreuses pour les bancs de contrôle automatique.

Cet atténuateur programmable (en *b*), réalisé autour d'un autre HA 2400/2405, divise le signal de sortie de l'oscillateur par une constante choisie (1, 2, 4, 8 ou l'infini comme sur ce schéma).

On peut réaliser un branchement permettant d'obtenir une multiplication par 0, 1, 2, 4 ou 8 selon l'adresse affichée (ce type de branchement pourrait aussi être modifié pour obtenir un réglage de gain à 16 niveaux), comme le montre la même figure, en *c*.

Notons qu'il n'est pas nécessaire de réaliser des réseaux d'entrée en T, π ou L, pour l'atténuateur programmable, car la charge de l'amplificateur est négligeable et l'impédance d'entrée est donc constante.

Le constructeur estime, par ailleurs, qu'on peut réaliser un filtre à bande étroite, avec un Q élevé, en renvoyant plus d'un tiers du signal de sortie sur l'entrée négative. Avec un réseau RC bien conçu, on devrait obtenir un circuit programmable soit en générateur, soit en détecteur de signaux B.F., qui pourrait avoir d'intéressantes applications en télécommunications.

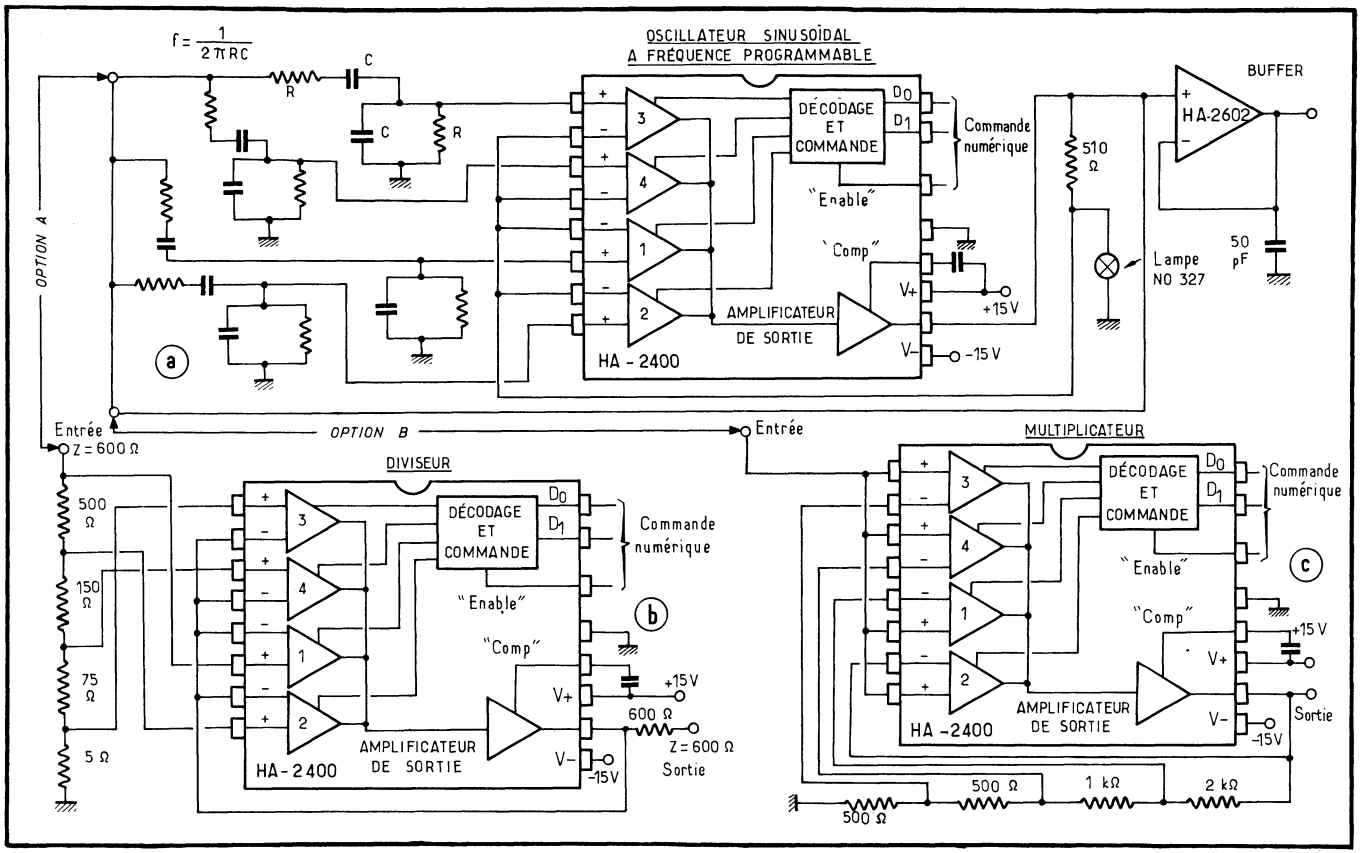


Fig. 10-22. — Oscillateur sinusoïdal à fréquence variable.

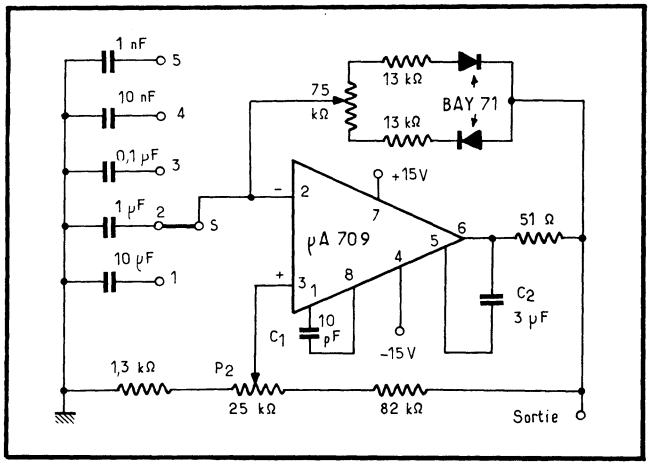


Fig. 10-23. — Générateur de signaux.

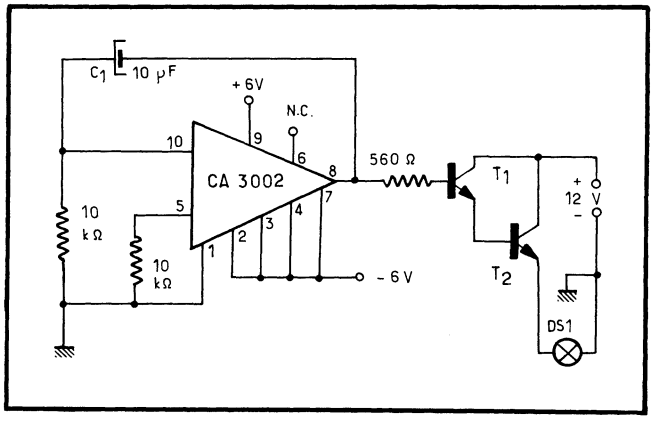
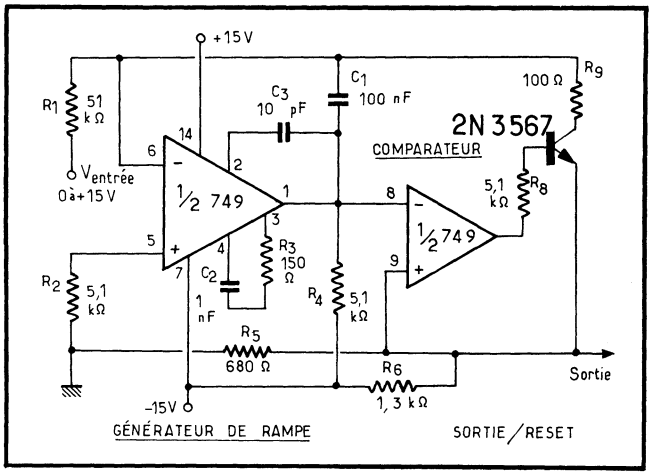


Fig. 10-24. — Clignotant simple.



10-25. — Schéma électrique complet du convertisseur tension-fréquence.

10.16. GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX RECTANGULAIRES A AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

Réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel μA 709, ce générateur couvre, en cinq gammes, la plage de 2 Hz à plus de 20 kHz: 2 à 20 Hz; 20 à 200 Hz; 200 Hz à 2 kHz; 2 à 20 kHz; au-dessus de 20 kHz (fig. 10-23). La fréquence des signaux obtenus est évidemment d'autant plus élevée que la valeur de la capacité commutée est plus faible. A l'intérieur de chaque gamme, le réglage approximatif de fréquence se fait par P_2 et le réglage fin par P_1.

10.17. UN CLIGNOTANT SIMPLE

Il est réalisé à partir du circuit intégré CA 3002 (RCA) que l'on monte en générateur de signaux rectangulaires à très basse fréquence (environ 1 Hz), suivant le schéma 10-24. L'ampoule DS 1, qui est une 500 mA, peut être remplacée, d'ailleurs, par un relais pouvant commander une puissance plus élevée. Le transistor T_1 est un NPN 150 mW, B.F. ou « usage général », par exemple un 2 N 333, BFY 10, BC 107, etc. Le transistor T_2 est du type « puissance », par exemple, un 2 N 1485, 2 N 3766, 72 T,2, BD 135, BD 177, etc.

10.18. UN CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE SIMPLE A 1 % DE LINÉARITÉ

On recourt fréquemment à la conversion tension-fréquence en instrumentation. En effet, on transmet et on traite plus facilement un signal dont la fréquence est une fonction linéaire de l'amplitude du signal original analogique que ce dernier.

Le principe du convertisseur proposé ici est le suivant (fig. 10-25). Le premier étage, constitué par un amplificateur opérationnel μA 749 (double amplificateur intégré en un seul boîtier), est un intégrateur qui produit une rampe de tension négative proportionnelle à la tension positive d'entrée V_e.

Cette rampe est appliquée à l'entrée inverseuse d'un comparateur, dont l'entrée (+) est maintenue à −4 V. Dès que la sortie de l'intégrateur atteint cette dernière tension, le comparateur commute à l'état « *on* » et le transistor Q_1 fournit une impulsion de sortie qui remet à zéro le générateur de rampe; simultanément, il ramène l'entrée (+) du comparateur à zéro jusqu'à la fin de la remise à zéro, ce qui permet à une nouvelle rampe de démarrer.

Pratiquement, la remise à zéro est très rapide, comparée à la durée de la rampe. La fréquence de répétition de la rampe dépend donc uniquement de la période de l'intégrateur.

Au début des opérations, la situation est la suivante :

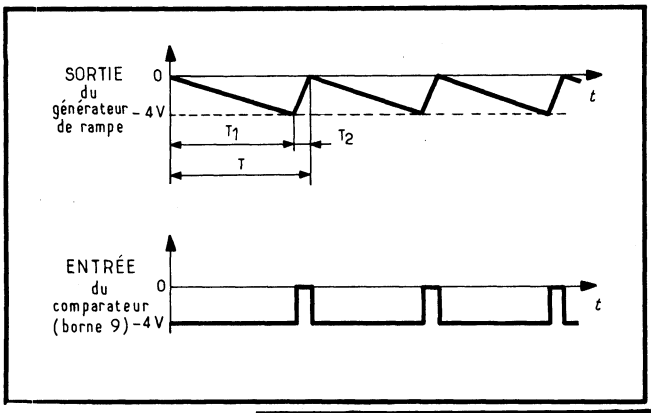
— la sortie de l'intégrateur est à zéro volt;

— la sortie du comparateur est bloquée;

— l'entrée (+) du comparateur est à −4 V grâce au diviseur R_5, R_6.

Le générateur de rampe fournit, en sortie, une tension négative telle que :

$$\Delta V_s/\Delta T = V_e/(R_1C_1)$$



10-26. — Diagramme des temps.

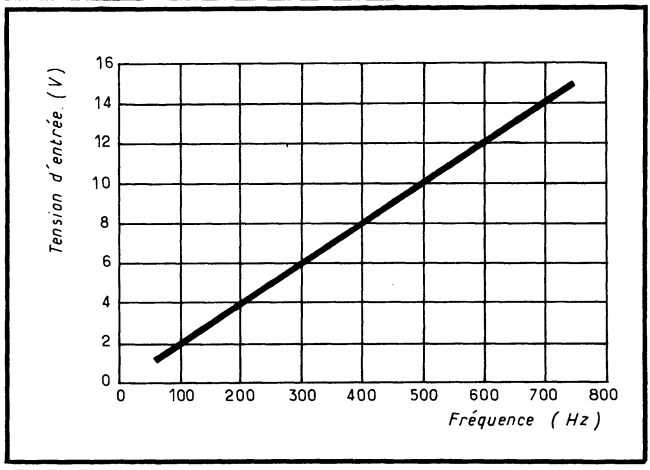
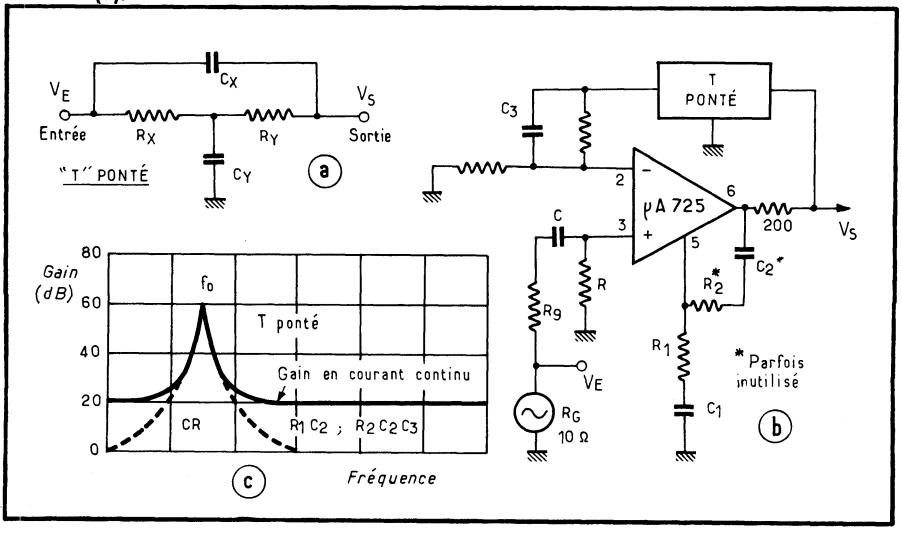


Fig. 10-27. — Linéarité de la conversion : elle est meilleure que 1 %.

Fig. 10-28. — (ci-dessous) Le T ponté (a), monté en contre-réaction sur un amplificateur opérationnel (b). Sa courbe typique (c).



où ΔV_s est la variation de la tension de sortie; ΔT la variation de temps; V_e la tension d'entrée et R_1C_1 une constante de temps.

La rampe prend fin lorsqu'elle déclenche le comparateur, c'est-à-dire lorsqu'elle atteint —4 V, valeur fixée par la polarisation de l'entrée (+) de ce dernier. La durée T_1 de la rampe est donnée par :

$$T_1 = 4\,R_1C_1/V_e$$

Tout juste avant la remise à zéro :

— la sortie de l'intégrateur fournit —4 V;

— la sortie du comparateur est débloquée (« *on* »);

— le transistor Q_1 est débloqué.

Quand le comparateur commute, le courant d'émetteur du transistor Q_1 ramène son entrée (+) à environ zéro volt (elle était, rappelons-le, de —4 V). En même temps, le courant de collecteur de Q_1 dérive le courant du point de sommation de l'intégrateur (entrée —); de ce fait, le générateur de rampe est remis à zéro selon une constante de temps dépendant d'une résistance équivalente R_{eq} égale à :

$$R_{eq} = R_9 + R_{CE}\,(Q_1) + R_6 + R \text{ (borne 1 de l'étage d'entrée)}$$

soit :

$$100\,\Omega + 25\,\Omega + 1\,300\,\Omega + 250\,\Omega = 1\,675\,\Omega$$

Si l'on reporte cette valeur à la place de R_1 dans la formule donnant T_1, avec C_1 = la capacité d'intégration = 0,1 μF, on trouve que la remise à zéro dure :

$$T_2 = 4\,R_{eq}C_1/(-V) = 44{,}5\ \mu s$$

la tension —V étant la tension d'alimentation.

Lorsque C_1 s'est complètement déchargé, l'entrée (—) du comparateur est à nouveau à zéro et le commutateur commute à nouveau et se bloque, rebloquant Q_1. L'entrée (+) du comparateur repasse alors à —4 V et un nouveau cycle peut commencer.

La période totale T (fig. 10-26) est alors donnée par :

$$T = T_1 + T_2 = (4\,R_1C_1/V_e) + (4\,R_{eq}C_1/15)$$

En négligeant R_{eq}, faible devant les autres valeurs, on peut alors, à partir de cette dernière équation, écrire la formule de conversion :

$$Hz/V_e = (1/T)/V_e = 1/4\,(R_1C_1)$$

Pratiquement, le circuit de la figure 10-25 a une pente de conversion de 50 Hz/V, avec une précision meilleure que 1 % en fonction de la tension d'entrée (fig. 10-27). Celà, parce que l'impédance d'entrée du μA 749 est élevée (150 kΩ) et que son gain en boucle ouverte est de 20 000.

10.19. FILTRES ACTIFS A T PONTÉ EN BF

Le μA 725 est un amplificateur intégré à faible bruit et remarquablement stable. Pour l'utiliser en filtre actif, on monte un réseau de contre-réaction à résis-

tances et condensateurs entre sa sortie et son entrée inverseuse, selon les schémas de la figure 10-28 (*a* et *b*).

La courbe typique de réponse d'un tel montage est donnée figure 10-28 *c*. Elle provient du fait que le réseau de contre-réaction, dit en « *T ponté* », agit à la fois comme une faible impédance pour les fréquences élevées (C_xR_y) et pour les fréquences basses (R_xC_y).

Si F_0 est la fréquence centrale et si $R_x = R_y$; si, d'autre part, on appelle b le rapport C_y/C_x et si l'on suppose que la charge est infinie et l'impédance d'entrée nulle, on pose l'équation classique du T ponté :

$$F_0 = 1/(2\,R_xC_xb^{1/2})$$

Le rapport des tensions sortie/entrée (V_S/V_E) à $F_0 = 2/(2 + b)$.

L'impédance d'entrée n'est pas critique tant qu'elle reste faible devant celle du T ponté, moins de 200 Ω par exemple. Une charge trop faible à la sortie risque de réduire la fréquence f_0 mais n'agit pas sur le coefficient de qualité Q du T ponté ($Q = \sqrt{b/2}$)

La figure 10-29 représente quatre montages où le μA 725 est employé en filtre sélectif basse fréquence, avec réseau de contre-réaction en T ponté.

La distorsion harmonique est, à chaque fois, inférieure à 0,15 % lorsque la tension de sortie V_S atteint 10 V crête à crête. La charge passive était de 2 kΩ

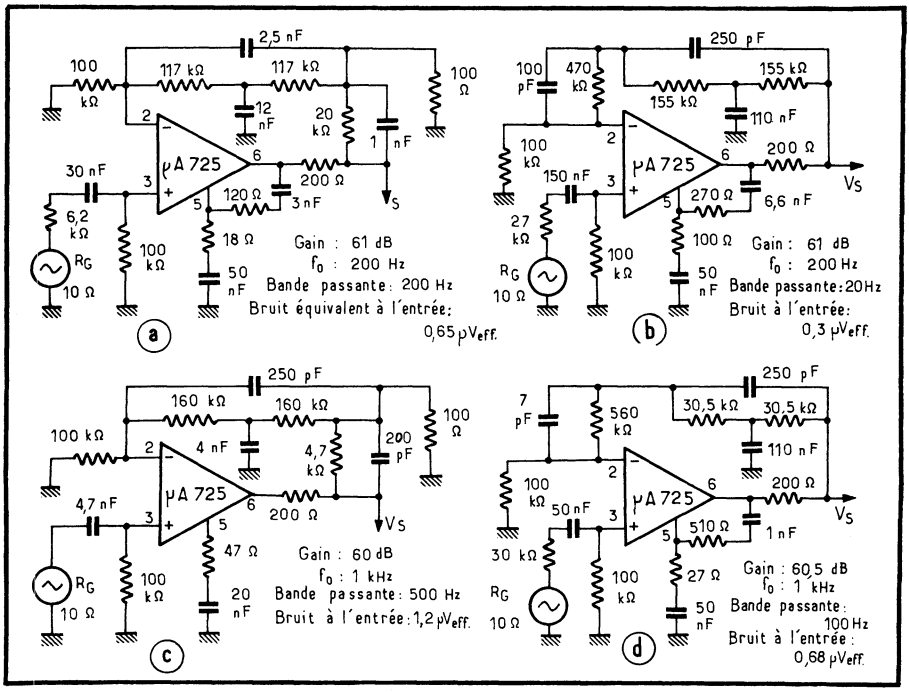


Fig. 10-29. — Quatre schémas de filtres actifs sélectifs, dans le domaine des basses fréquences.

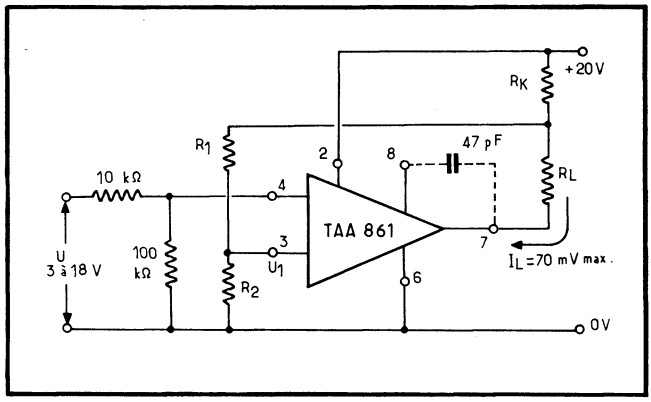


Fig. 10-30. — Trigger de Schmitt commandant un courant de sortie de 70 mA sous 20V.

lors des mesures, et la tension d'alimentation de ± 15 V (4,5 mA pour chaque polarité).

Les performances propres à ces filtres sont indiquées sur les schémas. Les résistances de sortie de 200 Ω limitent le courant de sortie en cas de court-circuit et suppriment toute instabilité dans le cas de charges capacitives.

La stabilité de ces montages dépend directement de la stabilité des éléments du T ponté. Si les impédances de source et d'entrée sont élevées, il convient d'établir un blindage électrostatique séparant l'entrée de la sortie.

Le bruit est minimal avec des résistances R et R_S (fig. 10-28 *b*) du type à film métallique ou bobinées, et lorsque le montage est protégé des inductions parasites (secteur ou HF).

Enfin, on remarquera que les schémas 2 *a* à *c* recourent à des éléments additionnels, en série avec le T ponté : ils ont pour rôle de réduire les valeurs qu'il aurait fallu attribuer aux résistances du T ponté en leur absence.

10.20. APPLICATIONS A FORT COURANT (70 mA ET 100 mA)

Le TAA 861 *Siemens* (ou SFC 2861 *Sescosem*) est capable de débiter 70 mA. Le SFC 2861 débite 100 mA. De ce fait, ces éléments s'appliquent à de nombreuses fonctions dont voici quelques-unes

10.20.1. Amplificateur à seuil (trigger de Schmitt)

L'amplificateur à seuil de la figure 10-30 convient à la surveillance d'un niveau de tension et à tous les problèmes d'automatisation par commande tout ou rien.

Si la tension à l'entrée avec inversion (4) croît et dépasse le niveau déterminé par le pont de résistances R_1 et R_2 à l'entrée (3), la sortie (7) commute et passe à zéro volt. En fait, alors, la résistance de charge R_L est parcourue par le courant de sortie.

Une commutation précise à 0 V est obtenue en décalant légèrement les potentiels d'entrée, de l'ordre de 5 mV. Le signal d'attaque peut être à évolution lente, car la résistance R_K introduit une contre-réaction qui tend à stabiliser l'ensemble du montage; il est même possible de supprimer la compensation en fréquence — condensateur de 50 pF entre bornes (7) et (8) — grâce à elle.

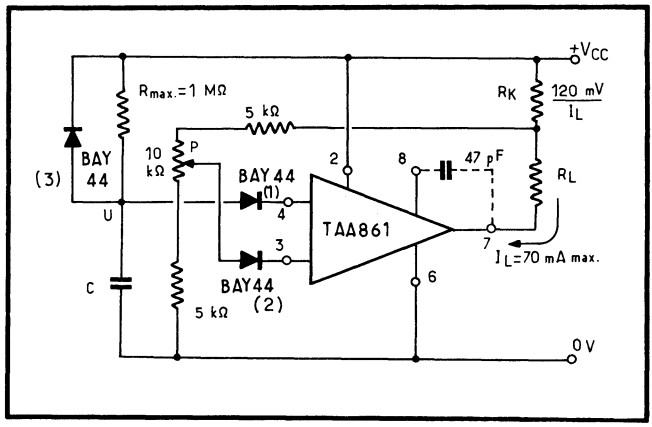


Fig. 10-31. — Temporisateur à TAA 861.

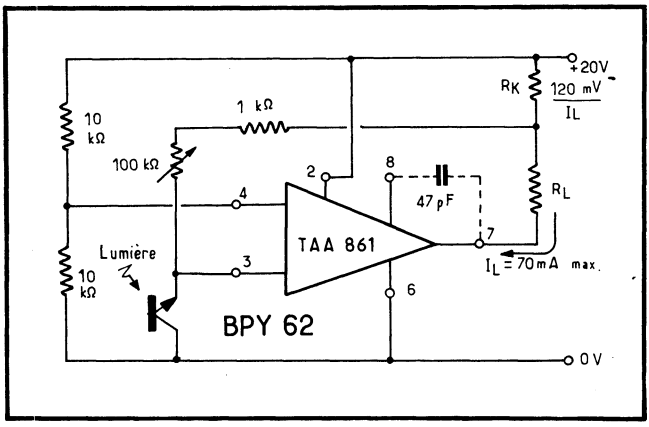


Fig. 10-32. — Le TAA 861, ici associé à un photo-transistor, constitue un amplificateur de grande sensibilité.

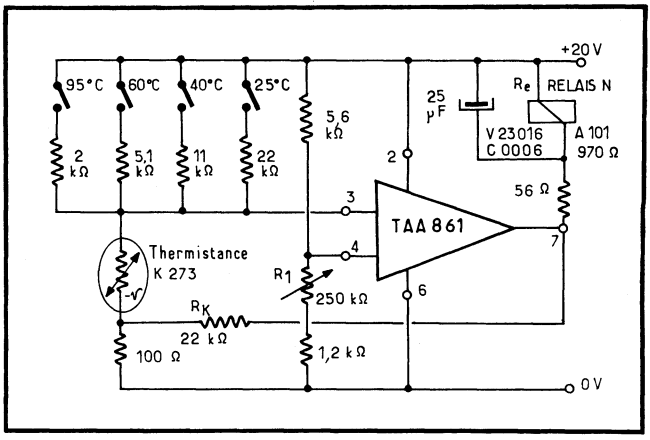


Fig. 10-33. — Limiteur de la température de l'eau pour machine à laver.

Ce montage est utilisable jusqu'à une fréquence d'environ 10 kHz. Les temps de commutation sont respectivement de 0,5 μs (courant de sortie passant à 70 mA) et de 6 μs (annulation du courant de sortie).

La stabilité en température du TAA 861 est excellente de 0 à 70 °C d'ambiance et ne permet pratiquement pas de mettre en évidence une variation de la sensibilité d'entrée.

10.20.2. Temporisateur

Le montage précédent, fondamental, se voit maintenant adjoint un réseau temporisateur (fig. 10-31). Ce dernier se compose de la constante de temps RC.

Deux diodes séries précèdent les entrées (3) et (4) : la BAY 44 (1) isole le condensateur C de l'entrée du CI lorsqu'une tension de blocage existe à l'entrée (4); sans cette précaution, en effet, un courant inverse pourrait contribuer à la charge du condensateur et raccourcir singulièrement la temporisation.

La diode BAY 44 (2), à l'entrée directe, est là pour raison de symétrie et introduit la même dérive en température que la BAY 44 (1), donc annule les effets de la température.

On remarquera que ce montage, de même que le précédent ou les suivants, ne fait appel qu'à une seule source d'alimentation. Avec une tension de charge U aux bornes du condensateur de 15 V (max.), R ne doit pas excéder 1 MΩ. La temporisation t est donnée par :

$$t = RC \ln \frac{1}{1 - \frac{U}{V_{CC}}}$$

10.20.3. Amplificateur photosensible

Un phototransistor type BPY 62 est ici (fig. 10-32) associé au TAA 861. L'ensemble constitue un amplificateur de haute sensibilité, dont la gamme d'action peut être ajustée entre 100 lux et 5 000 lux environ. La commutation s'effectue pour une variation de l'ordre de 10 lux.

10.20.4. Régulation de température (pour machines à laver)

Le marché industriel des appareils grand public se développe activement et l'électronique est appelée à y jouer un rôle de plus en plus important.

Ainsi, ce n'est que depuis peu que l'on utilise de l'électronique dans les machines à laver. Là, l'une de ses fonctions consiste à limiter ou à réguler la température de l'eau. Voyons comment le TAA 861 peut intervenir à ce niveau, associé à une sonde, une thermistance.

Limitation de la température. — Le capteur de température est une thermistance, type K 273 *Siemens* montée en pont avec des résistances commutables (fig. 10-33).

Le potentiomètre R_1 est ajusté pour obtenir la température la plus élevée, ici 95 °C; bien entendu, d'autres valeurs fixes peuvent être prédéterminées et ce, à volonté.

On dispose ainsi d'une tension de référence appliquée à l'entrée (4) et d'une tension dépendant de la température de l'eau, amenée à l'entrée (3).

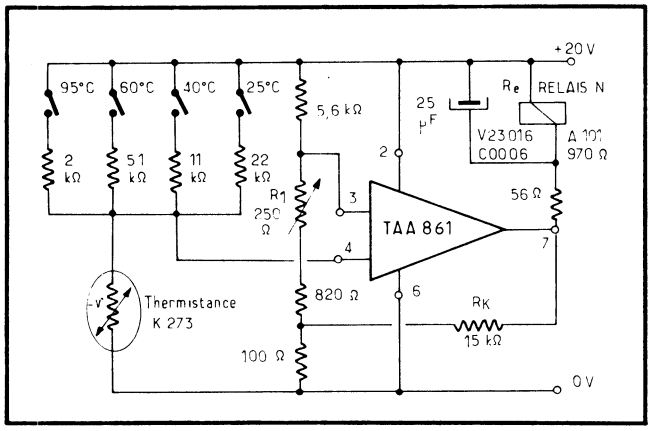


Fig. 10-34. — Autre application du TAA 861 aux machines à laver : la régulation automatique de la température de l'eau.

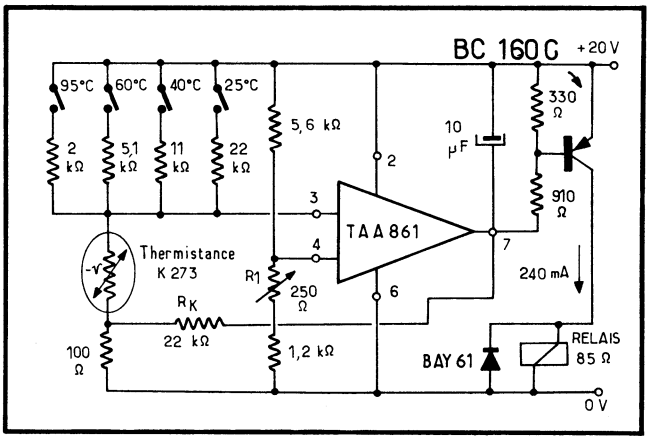


Fig. 10-35. — Un transistor discret supplémentaire sert à accroître le courant de sortie nominal (70 mA) Ici, le BC 160-C autorise un débit allant jusqu'à 300 mA.

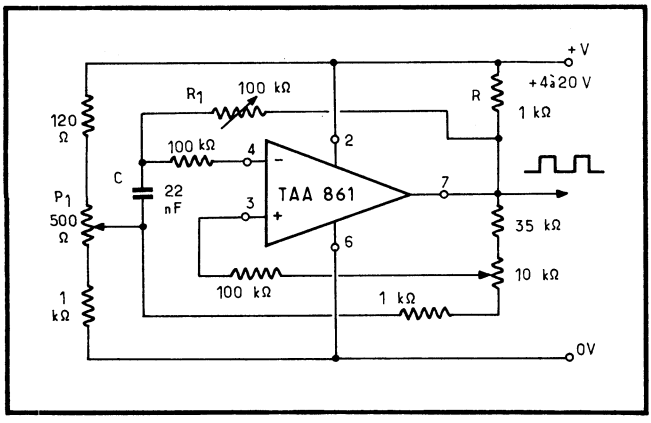


Fig. 10-36. — Générateur d'impulsions rectangulaires à rapport cyclique ajustable.

La température de l'eau croissant, il arrive un moment où la tension de mesure égale la référence et le TAA 861 commute, excitant le relais qui constitue sa charge.

Ce dernier enclenche alors et son contact travail alimente à son tour le dispositif pas-à-pas du programme de lavage.

La tension d'alimentation est de 20 V et la température maximale admise par la thermistance est de 100 °C. L'erreur de température à la commutation est de 0,4 °C à 70 °C et ne varie que de moins de 0,1 °C pour une variation de ± 10 % de la tension d'alimentation.

Régulation en température. — Une variante consiste non plus à commander une limitation de la température mais à assurer sa régulation. On recourt alors au montage de la figure 10-34.

Un pont alimente les entrées de l'amplificateur opérationnel intégré, la tension de mesure issue de la thermistance étant amenée à l'entrée (4), avec inversion.

Tant que la tension de mesure est inférieure à la référence, l'entrée (4) est positive par rapport à l'entrée directe (3). En conséquence, et grâce au réseau de contre-réaction (résistance R_K), la sortie (7) est à zéro volt et un courant circule dans la bobine du relais.

Celui-ci est excité et l'un de ses contacts travail sert à connecter les éléments chauffants au réseau.

Lorsque la température prédéterminée est atteinte, l'entrée (3) devient à son tour positive par rapport à l'entrée de mesure (4), et la sortie passe au niveau +20 V. Le relais décolle et le chauffage est coupé.

Bien sûr, une évolution de la température de l'eau — son refroidissement — causera une nouvelle commutation, et une remise sous tension des éléments chauffants, et ainsi de suite.

Les caractéristiques de ce régulateur sont les mêmes que celles du limiteur de température. La température maximale admise par la thermistance est de 100 °C; l'erreur de température est de 0,4 °C à 70 °C (ambiante : 20 °C), avec une variation inférieure à 0,1 °C lorsque l'alimentation de 20 V fluctue de ± 10 %. L'hystérésis, ou l'erreur de température à la mise en service et à l'arrêt du chauffage, est inférieure à 1 °C.

Commande avec étage de puissance. — Si le relais de commande consomme un courant supérieur à 70 mA, ce qui est déjà non négligeable, il convient de pourvoir la sortie du TAA 861 d'un étage d'amplification supplémentaire.

Celui-ci est très facilement réalisé à l'aide d'un transistor BC 160-6 (fig. 10-35), capable de débiter jusqu'à 300 mA. Les caractéristiques générales de ce dernier montage sont les mêmes que celles relatives aux schémas précédents.

10.20.5. Générateur d'impulsions

Dans le générateur d'impulsions de la figure 10-36, la durée de la période dépend de la constante de temps R_1C, et le rapport cyclique est réglé par P_1 et P_2. L'amplitude de sortie est liée à la tension d'alimentation (+V) et passe de +V, soit +4 à +20 V, à moins de 1 V.

Le fonctionnement en est le suivant : le condensateur C se charge via R et le trimmer R_1; le potentiomètre P_1 fixe le potentiel de départ, et P_2 le seuil de basculement.

Lorsque la tension aux bornes de C dépasse celle qui est présente en (3), la tension de sortie bascule et passe à environ $V_S = 1$ V. De ce fait, le seuil appliqué

en (3) est réduit; simultanément, C se décharge via R_1. Lorsque la tension à ses bornes est suffisamment réduite, un basculement inverse se produit.

Pratiquement, ni la charge ni la décharge du condensateur ne sont totales, ce qui garantit une excellente reproductibilité. Le temps de commutation est de 100 ns.

10.20.6. Amplificateur sélectif

Un filtre en double T monté en contre-réaction transforme le SFC 2761 en amplificateur sélectif accordé sur une fréquence f_0 telle que :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Il faut alors que $R_1 = 2 R_2$ et $C_2 = 2 C_1$, les résistances étant à 0,1 % et les condensateurs à 1 % (fig. 10-37).

En continu, le gain est de 0 dB en raison de la contre-réaction totale. Celle-ci diminue avec l'accroissement de la fréquence et est minimale à f_0 : le gain en boucle fermée est alors approximativement égal au gain en boucle ouverte. Après quoi, le gain diminue à nouveau.

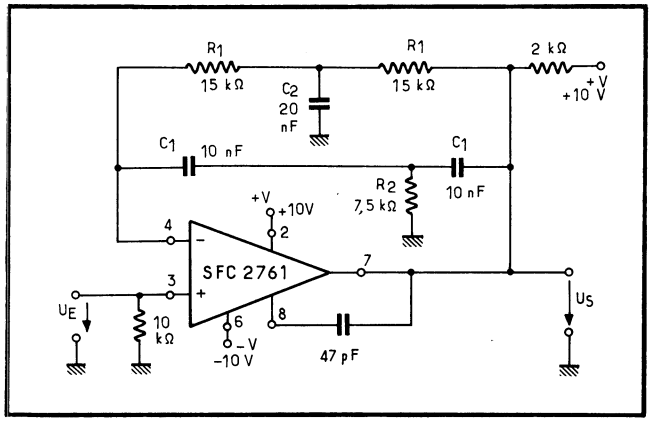


Fig. 10-37. — Amplificateur sélectif à filtre en double T.

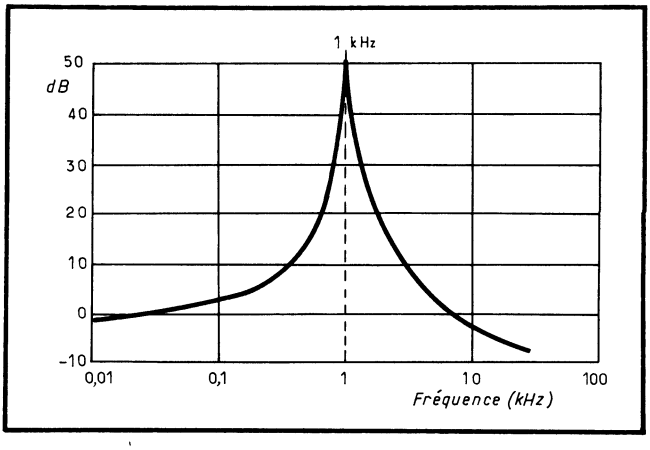


Fig. 10-38. — Courbe de réponse de l'amplificateur sélectif de la figure précédente.

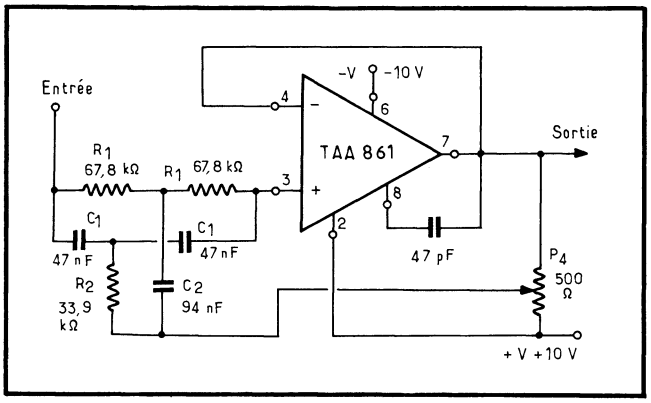


Fig. 10-39. — Réalisation d'un circuit bouchon accordé sur 50 Hz.

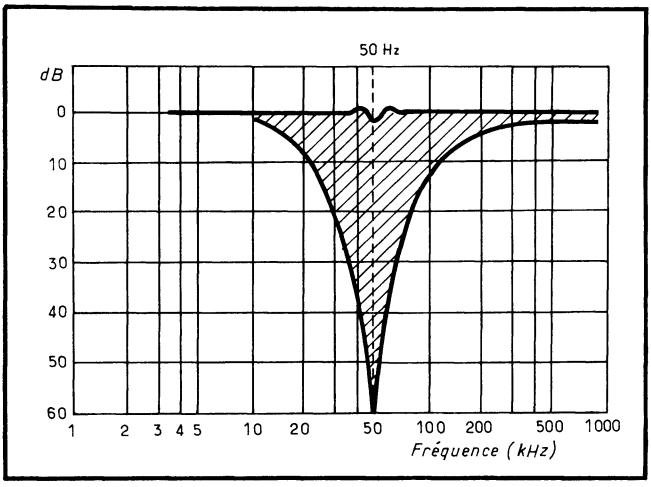


Fig. 10-40. — Réponse en fréquence du circuit bouchon de la figure précédente.

Avec les valeurs du schéma, $f_0 = 1$ kHz (fig. 10-38) et le gain est, à ce moment, de 50 dB; la bande passante, entre les gains en boucle fermée, de 10 dB, est de 1,5 kHz.

10.20.7. Circuit-bouchon 50 Hz

Pour éliminer les tensions de ronflement à 50 Hz, on peut recourir au montage de la figure 10-39. Le filtre à double T est inséré à l'entrée (+) du CI; en raison de la forte impédance d'entrée du TAA 861 à la borne (3), supérieure à 10 MΩ, les valeurs des résistances peuvent être élevées.

Le potentiomètre P_4 sert à doser le coefficient de qualité du filtre, comme le montrent les courbes de la figure 10-40. La surtension maximale est obtenue lorsque la base du filtre est reliée à l'alimentation, donc sans aucune résistance supplémentaire en série. Le gain du TAA 861 est, ici, unitaire; à ce moment, l'atténuation maximale est supérieure à 50 dB et atteint environ 38 dB à mi-course de P_4.

10.21. Applications des amplificateurs opérationnels BIFET et BIMOS

Les amplificateurs opérationnels à étage d'entrée sur FET à jonction ou sur MOS se prêtent à toutes les applications habituelles mais donnent lieu à des schémas spécifiques en raison de leurs performances.

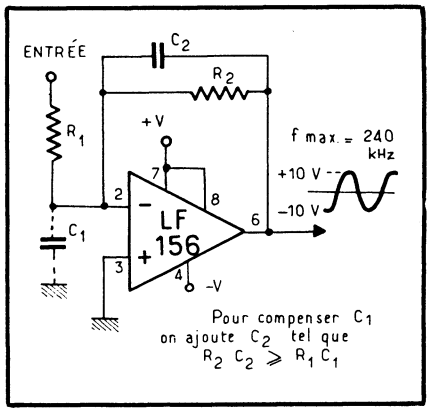


Fig. 10-41. — Amplificateur large bande à bas bruit et faible dérive.

Soit, par exemple, le BIFET type LF 156. Les figures suivantes en donnent quelques montages d'application. En 10-41 est représenté un amplificateur à faibles bruit et dérive; en 10-42, on montre qu'il peut attaquer une forte capacité de sortie; en 10-43, il agit en comparateur de précision, à haute impédance, disposant d'une commande d'échantillonnage (« strobe »); et en 10-44, on trouve un détecteur de

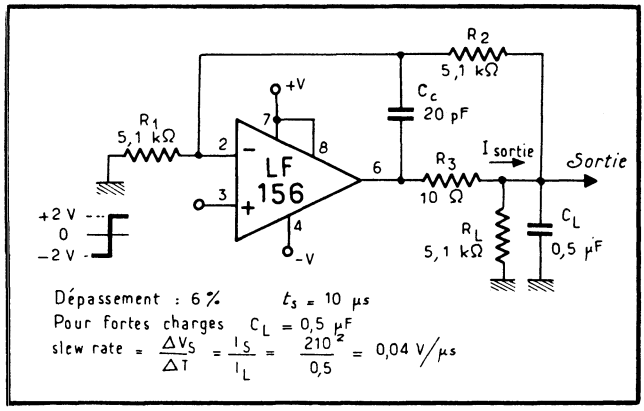


Fig. 10-42. — Le LF 156 supporte une forte charge capacitive.

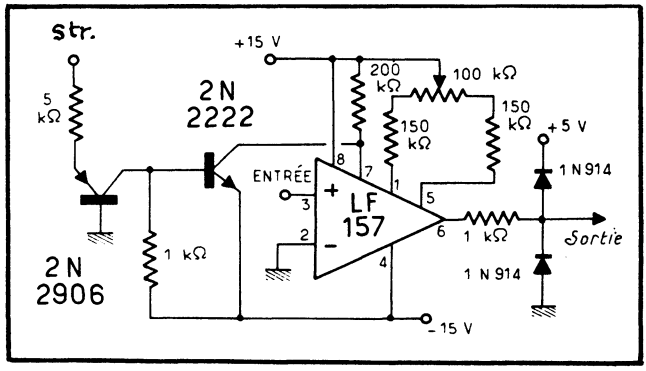


Fig. 10-43. — Comparateur de précision haute impédance, avec commande de « strobe ».

crête à faible dérive. Un filtre réjecteur 120 Hz est dessiné en 10-45, et trois montages plus complexes de 10-46 à 48 : le premier, est un amplificateur d'instrumentation conçu à l'origine pour des applications médicales; le second est un convertisseur rapide digital-analogique sur 8 bits, et le troisième, un oscillateur commandé par une tension (VCO). Prenons maintenant le BIMOS, type CA 3130, et quatre de ses montages :

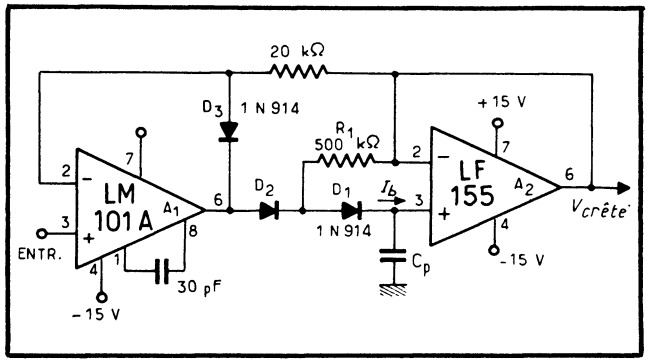


Fig. 10-44. — Détecteur de crête à faible dérive.

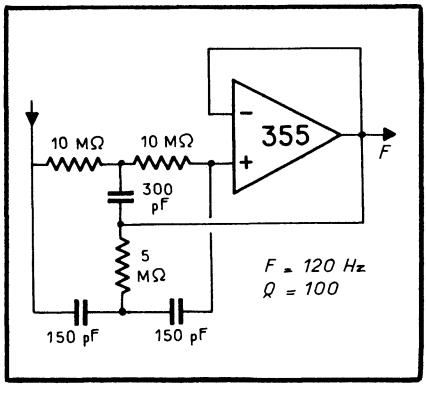


Fig. 10-45. — Filtre réjecteur 120 Hz.

Suiveur de tension. — Le classique suiveur de tension est dessiné figure 10-49 dans ses deux versions : alimentation simple ou double.

Convertisseur D/A. — Le convertisseur digital à analogique (10-50) recourt à des commutateurs COS/MOS type CD 4007, à une échelle de résistances de précision, à oxyde métallique, ainsi qu'à un régulateur de tension.

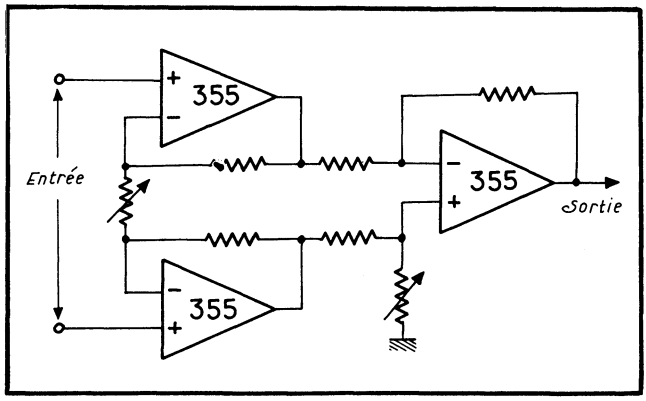


Fig. 10-46. — Principe d'un amplificateur conçu à l'origine pour des applications médicales.

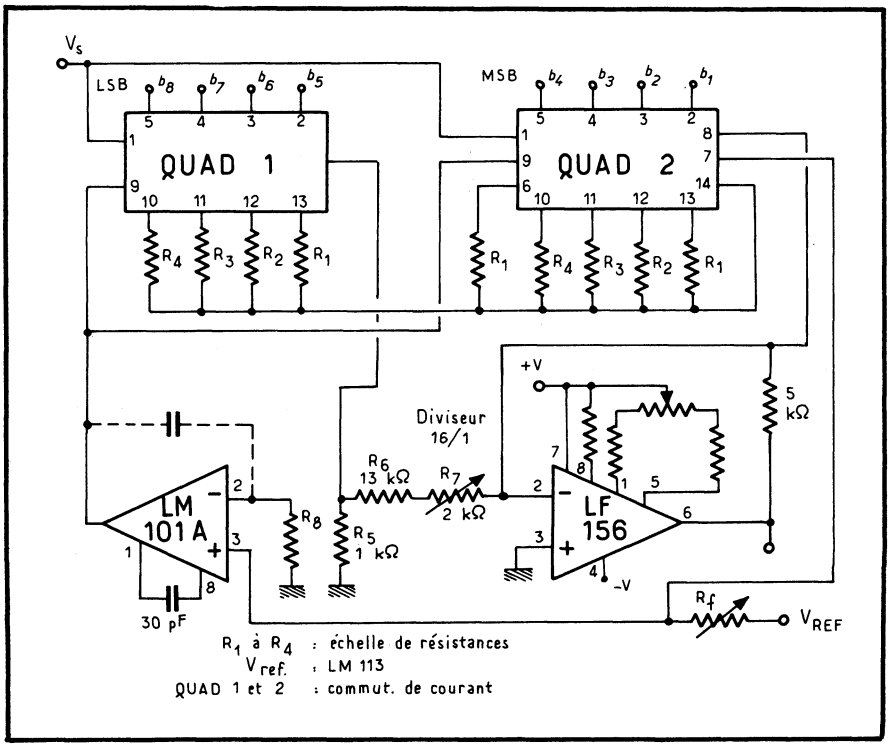


Fig. 10-47. — Convertisseur 8 bits rapide.

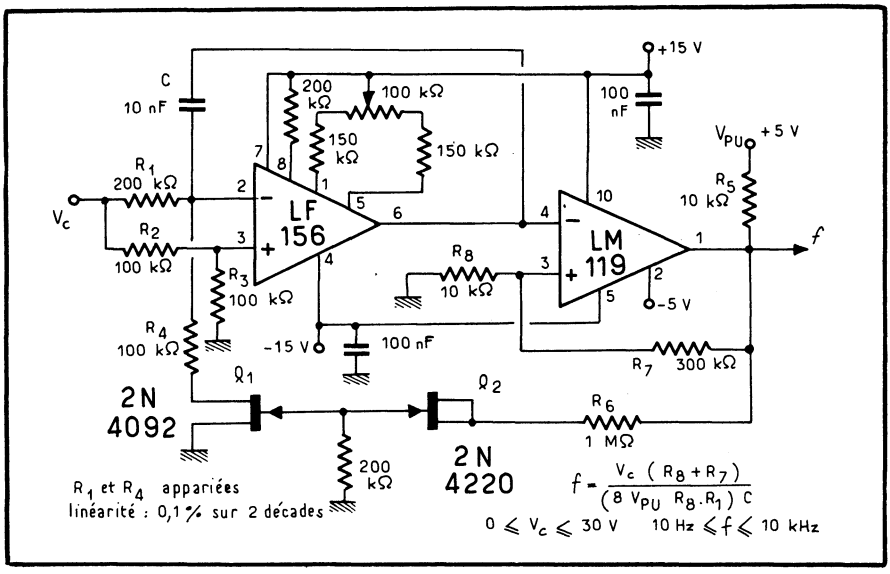
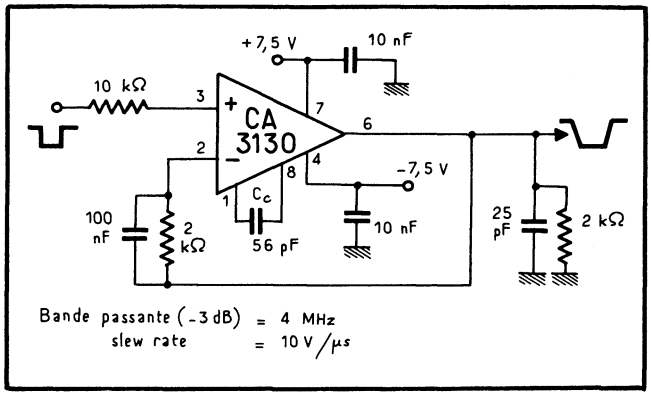
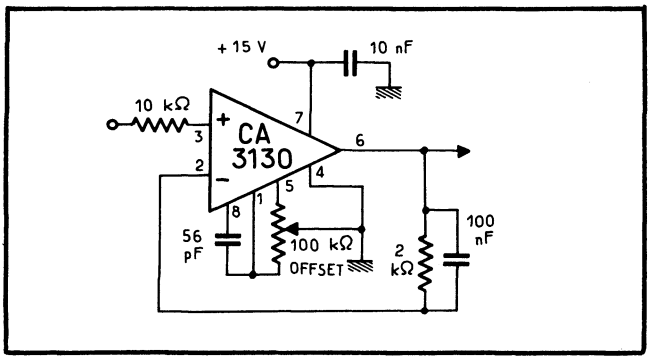


Fig. 10-48. — Oscillateur commandé par une tension (VCO).

Fig. 10-49. — Suiveurs de tension à alimentation double ou simple.





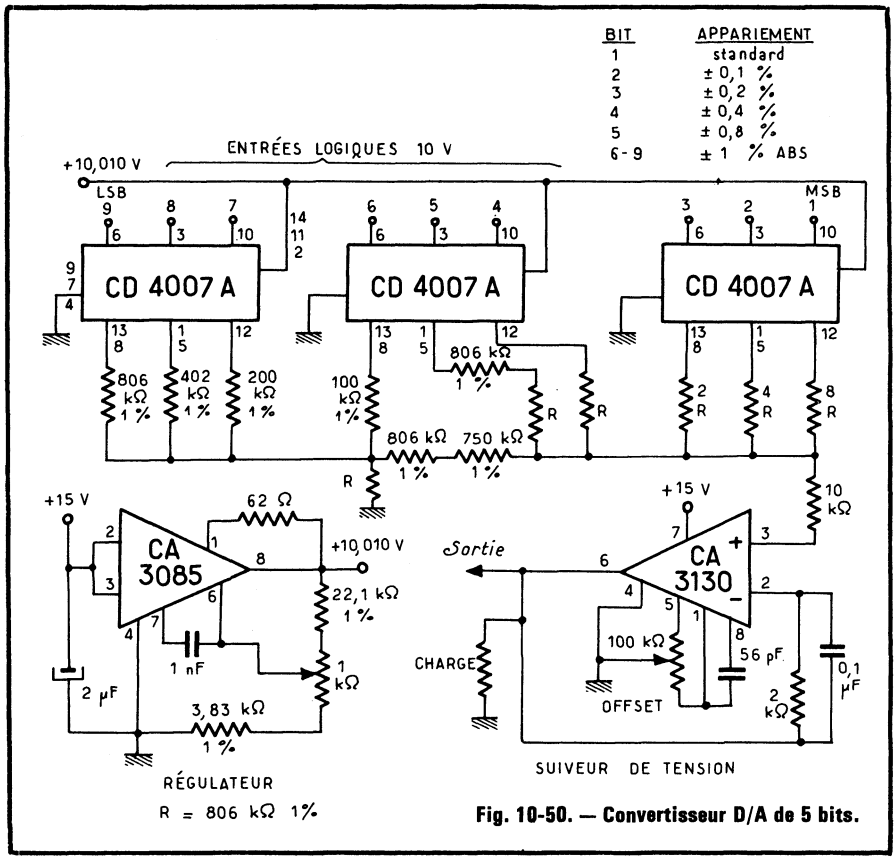


Fig. 10-50. — Convertisseur D/A de 5 bits.

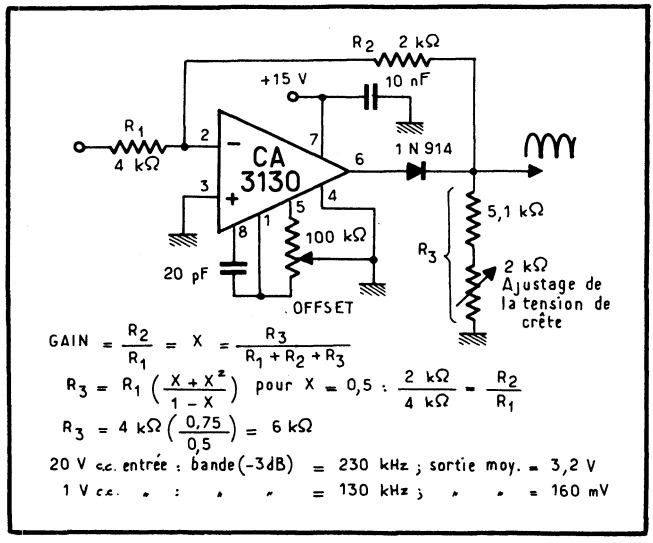


Fig. 10-51. — Redresseur double alternance.

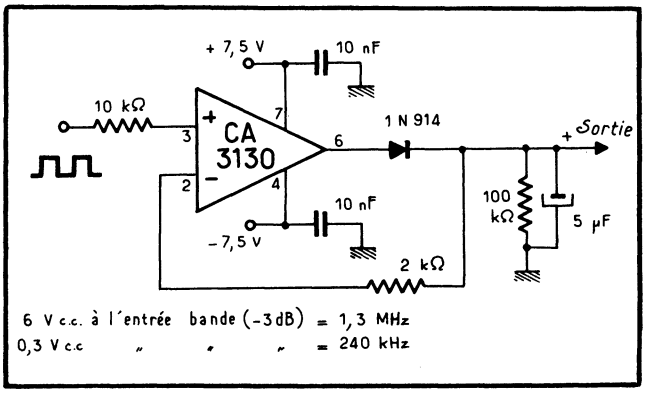


Fig. 10-52 *a*. — Détecteurs de crête pour tension positive.

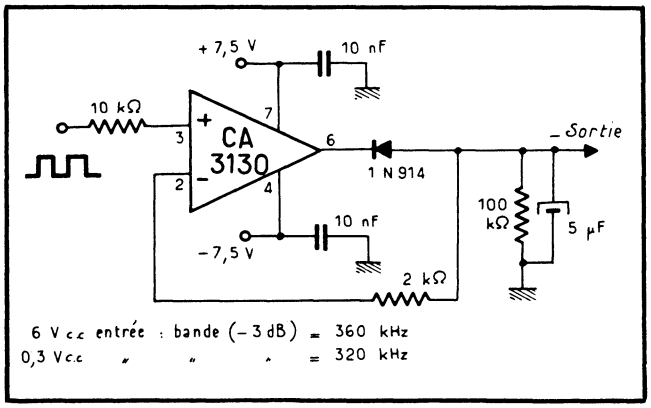


Fig. 10-52 *b*. — Détecteurs de crête pour tension négative.

Redresseur double alternance « parfait ». — On l'obtient très simplement (10-51) : pendant l'alternance positive, l'entrée passe à la sortie via la résistance de contre-réaction alors que la diode INS 14, polarisée en inverse, se bloque; pendant l'alternance négative, le CA 3130 amplifie normalement avec un gain de $-R_2/R_1$.

Détecteur de crête. — Deux détecteurs de crête, positive et négative, sont représentés figure 10-52. Ils montrent à nouveau que le CA 3130 s'emploie très facilement, sans qu'on ait besoin ici de multiplier un nombre d'exemples qui pourrait être quasi infini!

CHAPITRE 11

LES COMPARATEURS

Le comparateur a pour tâche de comparer deux signaux et d'indiquer si l'un est plus grand ou plus petit que l'autre, pris comme référence. De ce fait, l'information fournie en sortie ne doit essentiellement occuper que deux niveaux : bas ou haut.

Par analogie avec les circuits de logique, on parlera donc d'un zéro logique pour le niveau bas (la tension de sortie la plus négative), et d'un un logique pour le niveau haut (la tension de sortie la plus positive).

La fonction de transfert d'un comparateur affecte, en conséquence, une forme particulière et doit se révéler la plus abrupte possible au moment de la transition. A titre d'exemple, nous donnons dans la figure 11-1, la courbe de transfert d'un comparateur classique, le μA 710.

Une telle courbe a encore permis de définir le comparateur comme un élément capable de fournir un gain très grand dans une bande de tensions d'entrée très faible.

En raison du fait que le comparateur fournit, à sa sortie, des niveaux logiques, il est tout naturellement destiné à être suivi par des circuits classiques de logique.

Quelques-unes de ses applications relèvent, en conséquence : de la lecture des mémoires magnétiques, de bandes perforées, de la comparaison de tensions dans les systèmes convertisseurs analogiques-numériques, de la détection des niveaux, etc.

11.1. Particularités des comparateurs

11.1.1. LA TENSION DE SORTIE

Pour que le comparateur puisse attaquer des circuits classiques de logique, son niveau *bas* de sortie doit se situer autour de 0 V, et son niveau *haut* doit, par conséquent, être positif.

Donc, et c'est une particularité qui le distingue des amplificateurs que nous avons étudiés, *sa tension de sortie n'est pas nulle pour une tension d'entrée différentielle nulle.* Plus précisément, elle est située à mi-course sur sa courbe de transfert, et prend le nom de *niveau logique de seuil.* Ainsi, sur la courbe à 25 °C de la figure 11-1, le niveau logique de seuil apparaît comme étant égal à 1,4 V.

11.1.2. RÉSOLUTION

La sortie du comparateur se trouvant au niveau logique de seuil, on définit la *résolution* comme la *tension différentielle d'entrée nécessaire pour provoquer une décision logique à la sortie.*

Cette définition tient compte du fait que le comparateur est normalement suivi par un circuit de logique, lequel peut être appelé à basculer bien avant que la pleine tension de sortie du comparateur ne soit atteinte.

Il est évident que les décalages à l'entrée détériorent la résolution; il convient donc de prendre en considération l'existence de résistances de source non nulles pour chiffrer ces décalages, en tension et en courant, que ces résistances de source soient d'égale valeur ou non.

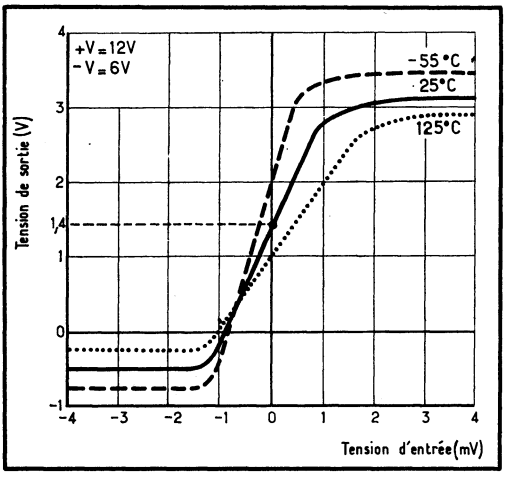


Fig. 11-1. — Une fonction de transfert typique d'un comparateur : celle du μA 710.

11.1.3. TEMPS DE RÉPONSE. — DÉPASSEMENT (OU « OVERDRIVE »)

Appliquons une tension différentielle en « marche d'escalier » à l'entrée d'un comparateur saturé, c'est-à-dire dont la sortie se trouve déjà à l'un des niveaux logiques.

Il est évident que, si le front vertical d'entrée est suffisant, la sortie va basculer et changer d'état en passant par le niveau logique de seuil, ce qui permet de définir un *temps de réponse.*

Le temps de réponse est le *temps écoulé entre le moment où une tension en marche d'escalier est appliquée à l'entrée, à partir d'un état saturé, et le moment où la tension de sortie a atteint le niveau logique de seuil.*

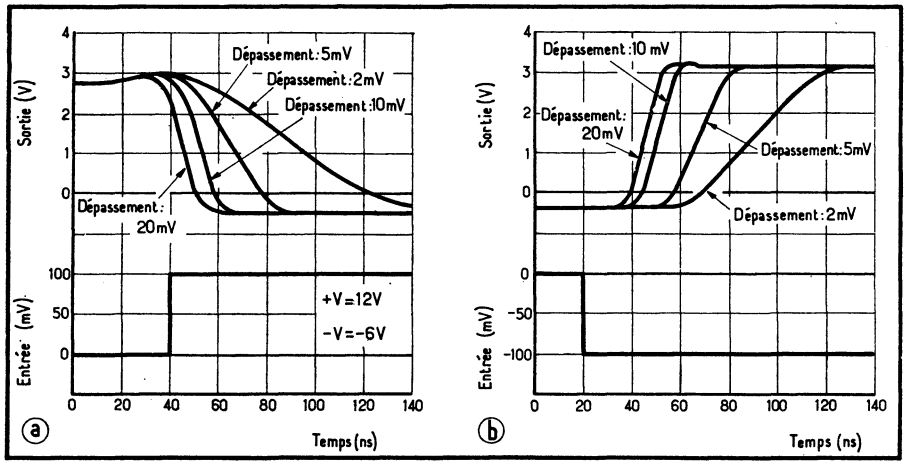


Fig. 11-2. — Une tension différentielle en marche d'escalier appliquée à l'entrée d'un comparateur, à partir d'un état saturé, permet de préciser le temps nécessaire à la sortie pour basculer. Ces courbes sont tracées pour plusieurs tensions de « dépassement » à la descente (a) ou à la montée (b) du signal de sortie.

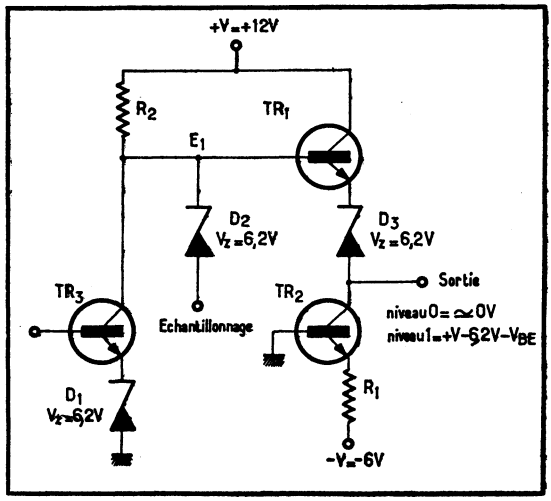


Fig. 11-3. — Principe de fonctionnement du circuit d'échantillonnage.

En principe, il devrait suffire d'appliquer à l'entrée une tension dont le palier soit égal à la tension de référence (à la tension de décalage près) pour mesurer le temps de réponse. En pratique, cependant, le temps ainsi mesuré risquerait de se révéler anormalement long.

C'est pourquoi l'on définit toujours le temps de réponse en tenant compte d'une tension différentielle d'entrée dépassant de quelques millivolts la tension qui s'avérerait théoriquement nécessaire. Cette tension supplémentaire est appelée *dépassement*, ou *overdrive* par les Américains.

Ainsi peuvent être tracées des courbes qui, pour être complètes, doivent traduire le passage d'un niveau logique à l'autre (fig. 11-2).

11.1.4. SORTANCE

Il est évident que les caractéristiques de sortie d'un comparateur dépendent de sa charge. On pourrait donc préciser celles-ci de diverses façons classiques (courants, tensions, pour diverses impédances, etc.).

Or, les comparateurs attaquent le plus souvent des circuits de logique. Il est donc bien plus simple de parler, par analogie avec ces derniers, de la *sortance* du comparateur. *Mais il faut bien noter que la sortance est toujours définie pour une famille donnée de circuits et n'est plus valable pour une autre.*

On dira donc, par exemple, que la sortance de tel comparateur est de 5 avec des circuits de logique de tel type bien précis. Cela voudra dire que le comparateur pourra attaquer 5 entrées en parallèle de ces circuits de logique.

Rappelons que la *sortance* est le « *fan out* » des Américains (et l'*entrance*, le « *fan in* »).

11.1.5. SORTIE D'ÉCHANTILLONNAGE (« STROBE »)

De nombreux types de comparateurs sont dotés de sorties dites d'*échantillonnage*, et dénommées « *strobe* » dans la littérature d'outre-Atlantique.

Examinons leur principe de fonctionnement et, pour ce faire, reportons-nous au schéma de la figure 11-3, lequel représente l'étage de sortie d'un comparateur, comprenant le transistor TR_1, piloté par TR_3.

Pour un niveau de sortie *bas* (niveau 0), TR_2 conduit, tandis que TR_1 est bloqué; donc, TR_3 conduit également. Pour un niveau de sortie *haut*, c'est l'inverse qui se produit, la sortie d'échantillonnage étant « en l'air ».

Si l'on connecte à la masse la sortie « échantillonnage », la tension E_1 ne peut excéder la tension de Zener, ici de 6,2 V, ce qui est manifestement insuffisant pour que TR_1, tout comme TR_3 d'ailleurs, conduisent. Ainsi, la sortie ne peut alors que rester au niveau *bas*.

De ce fait, grâce à la borne d'échantillonnage, il est possible d'inhiber le comparateur, ou de l'autoriser à fonctionner. On peut ainsi aller jusqu'à échantillonner une courbe, au sens strict du terme, en des instants bien précis.

Il est intéressant de constater que la tension qui attaque l'anode de D_2 correspond à la tension maximale que l'on peut obtenir à la sortie, au niveau *haut*. Plus précisément, la tension de sortie reste toujours inférieure d'une tension base-émetteur (V_{BE} de TR_1) à la tension appliquée à la borne d'échantillonnage. *On dispose donc là d'un moyen commode pour limiter éventuellement la tension positive de sortie.*

L'action du circuit d'échantillonnage est extrêmement rapide; c'est ce dont témoignent les courbes de la figure 11-4, relevées sur un comparateur μA 711 pour différents « dépassements » de la tension différentielle d'entrée.

11.1.6. AUTRES CARACTÉRISTIQUES

Les tensions et courant de décalage d'un comparateur ne peuvent valablement se définir qu'en se référant au seuil logique de sortie.

Ainsi, la *tension de décalage à l'entrée d'un comparateur est la tension différentielle d'entrée qu'il faut appliquer pour amener la sortie au niveau logique de seuil.*

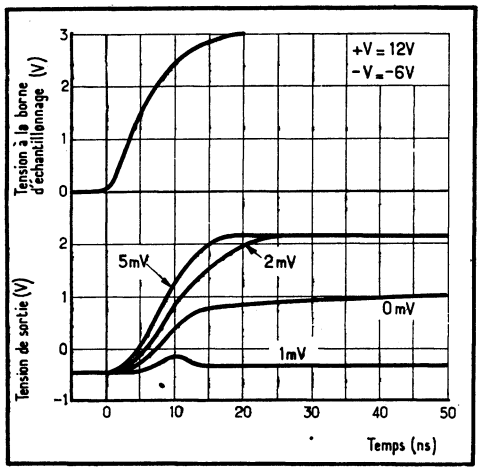


Fig. 11-4. — La tension de sortie du comparateur suit de très près, dans le temps, l'autorisation de fonctionner transmise par le circuit d'échantillonnage.

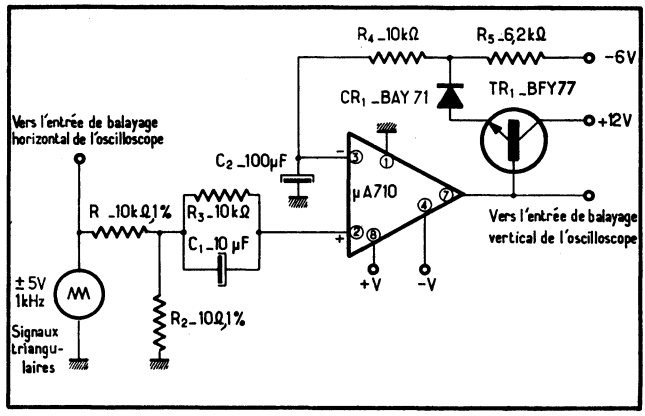


Fig. 11-5. — Relevé de la fonction de transfert d'un comparateur µA 710. Le principe de la mesure est le même que précédemment.

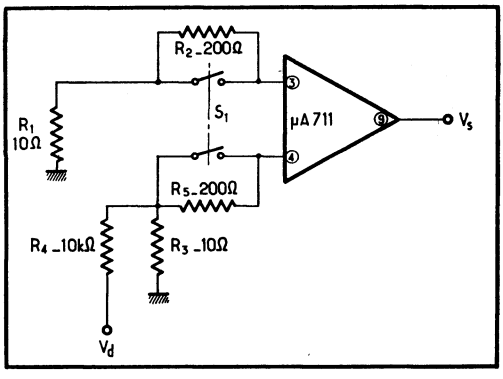


Fig. 11-6. — Un montage identique dans son principe, permet de mesurer la tension de décalage à l'entrée d'un comparateur différentiel, ici un µA 711. On notera simplement que la tension de sortie présente une valeur finie, dite de seuil, lorsque la tension différentielle d'entrée est nulle.

La définition du *courant de décalage* est rigoureusement identique : *c'est le courant différentiel d'entrée qui permet de ramener la tension de sortie au niveau logique de seuil.*

Il est évident, également, que la *tension de décalage à la sortie est la différence entre la tension de sortie pour une tension différentielle d'entrée nulle, et la tension de seuil logique.*

Pour des raisons identiques, les autres caractéristiques des comparateurs se définissent en se référant au niveau logique de seuil à la sortie.

11.1.7. MESURES SUR LES COMPARATEURS

Les mêmes principes de mesure s'appliquent aux comparateurs et aux amplificateurs opérationnels. Ainsi, la fonction de transfert du 710 est relevée comme le montre la figure 11-5; le montage serait le même pour un 711, au numéro des accès près. La tension de décalage est mesurée selon le schéma de la figure 11-6, lui aussi sans surprise. Mais attention : en toute rigueur, il faut se référer à la tension de sortie de seuil.

11.2. Analyse de quelques schémas de comparateurs

11.2.1. LE COMPARATEUR μA 710

Le μA 710 est un comparateur différentiel rapide, capable d'effectuer des comparaisons et de basculer en moins de 40 ns, avec une résolution typique supérieure à 2 mV.

Son schéma électrique complet est donné figure 11-7. Là également, on reconnaît la source de courant constant (TR_9 et TR_{10}), l'étage différentiel d'entrée (TR_1 et TR_2), et le second étage amplificateur (TR_4).

Les transistors TR_3 et TR_5, outre qu'ils assurent l'inversion du signal, permettent de polariser correctement TR_4. D'autre part, TR_6, monté en diode, limite l'excursion positive de la tension de sortie.

Grâce au second étage, TR_4, dont le potentiel d'émetteur est décalé de 6,2 V par rapport à la masse à l'aide d'une diode Zener, des tensions différentielles relativement élevées peuvent être appliquées aux entrées.

Ce second étage amplificateur attaque ensuite le transistor de sortie, TR_7; dans le circuit d'émetteur de ce dernier se trouve une autre diode Zener, identique à la précédente, et qui permet de porter les niveaux de sortie à des valeurs admissibles pour les circuits de logique.

Puis vient le transistor TR_8, lequel sépare de la sortie le montage diviseur chargé d'alimenter la source de courant constant. En agissant à l'inverse de TR_7, il crée ce phénomène de basculement très comparable à celui que l'on obtiendrait avec une bascule de Schmitt.

Calcul de la tension de sortie pour une tension différentielle d'entrée nulle

Établissons la valeur que prend la tension de sortie lorsque des tensions identiques sont appliquées aux entrées.

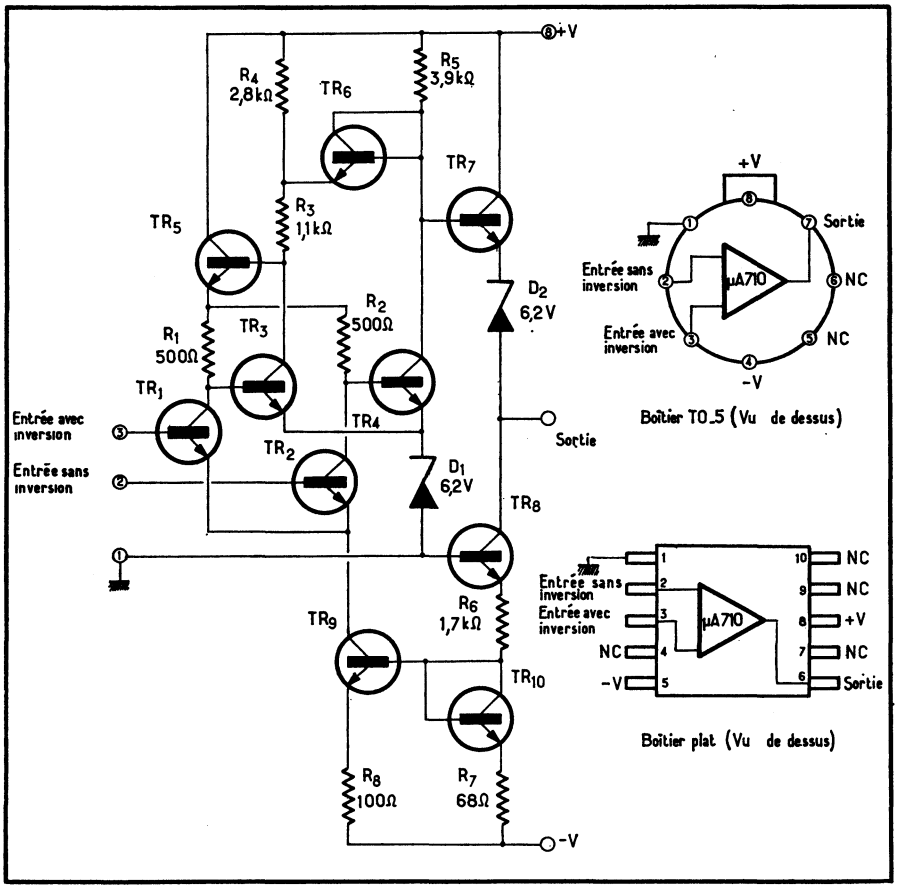


Fig. 11-7. — Schéma électrique du comparateur μA 710.

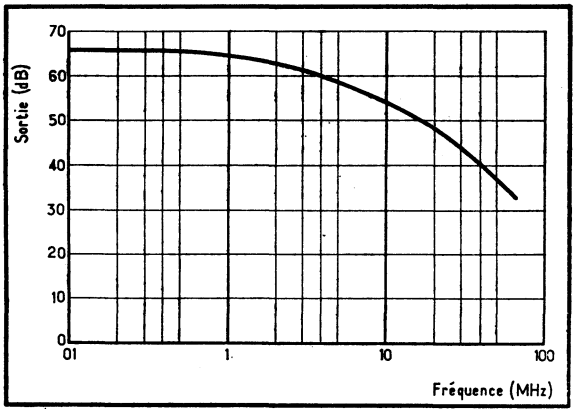


Fig. 11-8. — Réponse en fréquence μA 710.

Pour une tension d'entrée différentielle nulle, les courants de collecteur I_{C1} et I_{C2} de TR_1 et TR_2 sont égaux, ces transistors étant identiques. Le courant de collecteur de TR_3 est donc égal à :

$$I_{C3} = \frac{(+V) - V_Z - \frac{I_{C9} \cdot R_1}{2} - 2\,V_{BE}}{R_3 + R_4}$$

ce qui paraît évident puisque cela revient à diviser la *d.d.p.* entre (+V) et la tension collecteur de TR_3 par le total des résistances de charge; V_Z est, ici, la tension de la diode Zener D_1 (d'ailleurs identique à D_2).

De la même façon, et en considérant que la tension émetteur-collecteur de TR_4 est égale à la tension de sortie (V_S), plus la tension de Zener (V_Z), plus la chute de tension V_{BE} (de TR_7), on peut écrire que :

$$I_{C4} = \frac{(+V) - V_Z - V_{BE} - V_S}{R_5}$$

Or, ces deux courants sont égaux — pour une tension différentielle d'entrée nulle, condition posée au départ. Donc, $I_{C3} = I_{C4}$; en égalant les deux équations donnant I_{C3} et I_{C4} et en tenant compte que $R_3 + R_4 = R_5 = 3{,}9\ k\Omega$, on peut extraire V_S, ce qui donne, toutes simplifications effectuées :

$$V_S = V_{BE} + \frac{I_{C9} \cdot R_1}{2}$$

Établissons, maintenant, la valeur du courant I_{C10} :

$$I_{C10} = \frac{(-V) - 2\,V_{BE}}{R_6 + R_7}$$

puis du courant de collecteur de TR_9 :

$$I_{C9} = \frac{R_7}{R_8} \cdot I_{C10} = \frac{R_7}{R_8} \cdot \frac{(-V) - 2\,V_{BE}}{R_6 + R_7}$$

Remplaçons I_{C9} par sa valeur dans l'équation donnant la tension de sortie. On trouve :

$$V_S = V_{BE} + \frac{R_1 \cdot R_7}{2R_8} \cdot \frac{(-V) - 2\,V_{BE}}{R_6 + R_7}$$

En attribuant à ces éléments leur valeur, selon le schéma, on aboutit à :

$$V_S = 0{,}8\,V_{BE} + 0{,}16\,(-V)$$

ce qui, pour une tension V_{BE} sensiblement égale à 0,7 V et une tension d'alimentation négative de −6 V, donne :

$$V_S \approx 1{,}4\ V$$

Cette tension de sortie correspond à une tension différentielle d'entrée nulle et se situe donc au milieu de la courbe de transfert (fig. 9-1). Mais il s'agit, pratiquement, d'un état transitoire puisqu'une variation de la tension d'entrée de $\pm 1{,}5$ mV environ suffit pour que l'on passe franchement à l'un des deux niveaux logiques.

Bien plus : une simple variation de la tension d'entrée de 0,5 mV suffit pour que la tension de sortie passe de 1,4 V à 0,7 V par exemple, le gain étant de 1 500 environ à ce moment. On retrouve donc là des valeurs qui cadrent parfaitement avec l'emploi des circuits classiques de logique.

Stabilité et équilibre du montage

On peut également conclure, en examinant l'équation donnant la tension de sortie, qu'une variation de 10 % de (—V), soit 0,6 V, se traduit par une variation de la tension de sortie ΔV_S de $0{,}16 \cdot 0{,}6 = 0{,}096$ V, soit une tension de décalage ramenée à l'entrée de $0{,}096/1\,500 = 64$ μV. Une variation de V_{BE}, dans la même équation, aboutirait à un décalage d'environ 20 μV, que l'on peut négliger.

Performances

Les caractéristiques essentielles du μA 710 ont été réunies dans le tableau ci-dessous. Sa courbe de transfert est, rappelons-le, donnée dans la figure 11-1, tandis que sa résolution, pour divers « dépassements », a servi à définir ce que l'on entendait par ces termes (fig. 11-2 *a* et *b*).

Enfin, la température n'influence la tension de sortie que pour un V_{BE}, puisque les résistances conservent des rapports identiques. Or, la tension de sortie tend, lorsque la température varie, à compenser la dérive des seuils des circuits de logique qui suivent le μA 710.

Par ailleurs, en se reportant à la figure 11-8, on verra que la courbe de réponse du μA 710 couvre une large plage de fréquence.

Caractéristiques principales du comparateur μA 710

Tension de décalage à l'entrée	0,6 mV
Courant de décalage à l'entrée	0,75 μA
Courant de polarisation	13 μA
Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée	3,5 μV/°C
Excursion admissible de la tension d'entrée	±5 V
Excursion admissible de la tension différentielle d'entrée	±5 V
Temps de réponse, pour 5 mV de dépassement	40 ns
Gain en tension	1 700
Résistance de sortie	200 Ω
Excursion de la tension de sortie	+3,2 à −0,5 V
Consommation	90 mW

Mesures effectuées à 25 °C, avec +V = 12 V, −V = −6 V.

11.2.2. LE DOUBLE COMPARATEUR μA 711

Le μA 611 est un comparateur double, dont le fonctionnement de principe ne diffère guère de celui du μA 710. Cependant, quelques détails de réalisation le différencient de ce dernier : c'est sur eux qu'il va être insisté.

Reportons-nous donc au schéma électrique du μA 711 (fig. 11-9). Il s'agit d'un comparateur double constitué par deux ensembles identiques reliés en fonction « OU câblé », et doté d'un circuit de limitation de la saturation et de sorties d'échantillonnage.

La courbe de transfert du μA 711 est donnée figure 11-10, tandis que ses principales caractéristiques sont réunies dans le tableau.

La fonction « ou câblé »

La mise en parallèle de deux comparateurs qui débitent sur une impédance de charge unique permet, comme c'est le cas avec des circuits NON-ET de logique, d'obtenir la fonction dite « *OU câblé* » ou encore, « *OU connecté* ».

En effet, il suffit qu'un seul de ces circuits bascule, *ou* le premier comparateur, *ou* le second, et passe au niveau logique « 1 » pour que l'état de la sortie commune change.

Limitation de la saturation

Le transistor TR_5 est, ici, employé afin de réduire l'attaque de la base de TR_4 lorsque celui-ci se sature. De ce fait, il permet de limiter la puissance dissipée et de gagner en temps de désaturation.

Lorsque le transistor TR_2 débite, la chute de tension aux bornes de R_6 suffit pour bloquer TR_5 : ce transistor n'intervient donc pas. Par contre, lorsqu'une tension négative relativement importante est appliquée à l'entrée correspondante, TR_2 se bloque et, en conséquence, TR_5 conduit.

Ce dernier est capable de débiter un courant égal à celui que fournit la source de courant sans que, pour autant, la chute de tension aux bornes de R_2 et R_6 varie sensiblement.

Par ailleurs, et puisque TR_2 est bloqué, tout le courant de source passe par TR_1, provoquant une forte chute de tension à travers R_1; TR_3 se trouve alors, à son tour, bloqué.

Arrivé à ce stade du raisonnement, on peut se reporter au schéma simple de la figure 11-11, d'où la résistance R_6 a été exclue car elle ne contribue guère qu'à une chute de tension minime.

Supposons que TR_4 et TR_5 soient identiques. Leur courant de collecteur est alors le même; en conséquence leur *d.d.p.* émetteur-collecteur est semblable, puisqu'ils sont dotés d'une même résistance de charge de 4,3 kΩ.

Or, la tension émetteur-collecteur de TR_5 peut facilement se déduire du schéma : elle est égale à deux fois la tension V_{BE} (de TR_6 + TR_4), plus la faible chute de tension introduite par R_2. La tension émetteur-collecteur de TR_4 étant semblable, aucun de ces deux transistors ne peut donc passer à saturation.

Cependant, pour atteindre les niveaux négatifs, à la sortie, il est souhaitable que TR_4 se sature, mais tout juste. Pour ce faire, sa jonction d'émetteur est rendue quelque peu plus importante, par construction, que celle de TR_5. Un bon rapport des géométries permet alors à TR_4 de passer juste à saturation, afin que le temps de désaturation ne soit pas excessif.

Échantillonnage

Des sorties d'échantillonnage ont été ménagées sur chacun des comparateurs constituant le μA 711. Elles permettent, comme on l'a vu, d'autoriser le

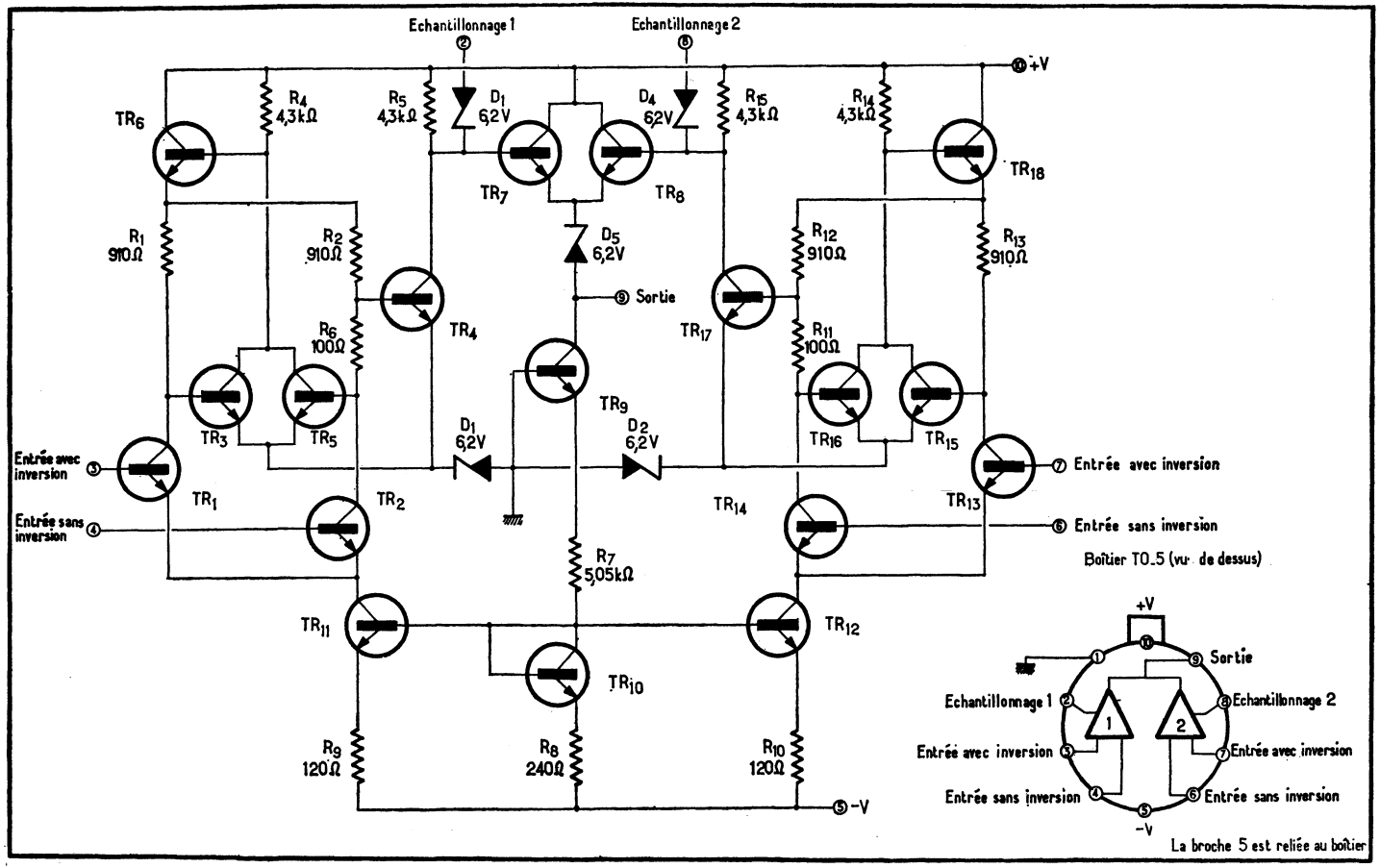


Fig. 11-9. — Schéma du double comparateur μA 711. On notera la présence des sorties d'échantillonnage.

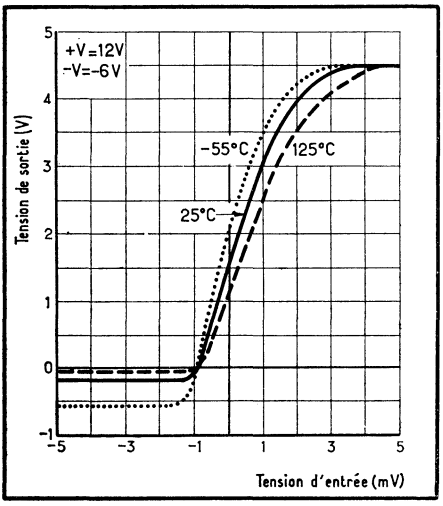


Fig. 11-10. — Fonction de transfert du μA 711.

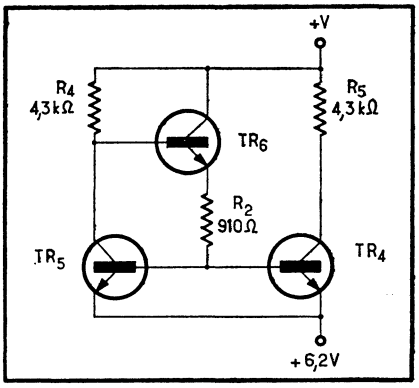


Fig. 11-11. — Schéma simplifié du circuit limiteur de saturation du μA 711.

Caractéristiques principales du double comparateur μA 711

Tension de décalage à l'entrée	1 mV
Courant de décalage à l'entrée	0,5 μA
Courant de polarisation	25 μA
Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée	5 μV/°C
Excursion admissible de la tension d'entrée	±5 V
Gain en tension	1 500
Temps de réponse	40 ns
Temps de récupération, après action de l'entrée d'échantillonnage	12 ns
Résistance de sortie	200 Ω
Maximum de tension positive de sortie	+4,5 V
Maximum de tension négative de sortie	−0,5 V
Consommation	130 mW

Température ambiante 25 °C avec +V = 12 V et −V = −6 V.

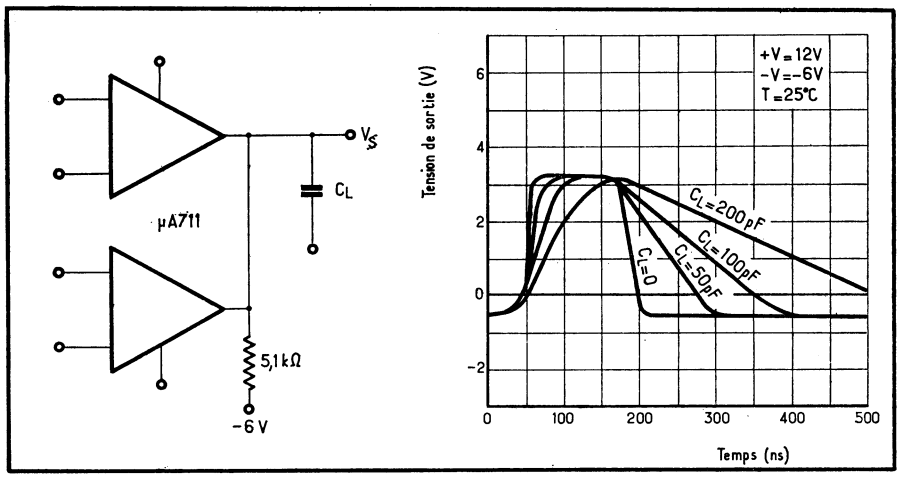


Fig. 11-12. — Des charges capacitives peuvent s'avérer nécessaires pour prolonger la tension de sortie lorsque les bornes d'échantillonnage sont attaquées en impulsions.

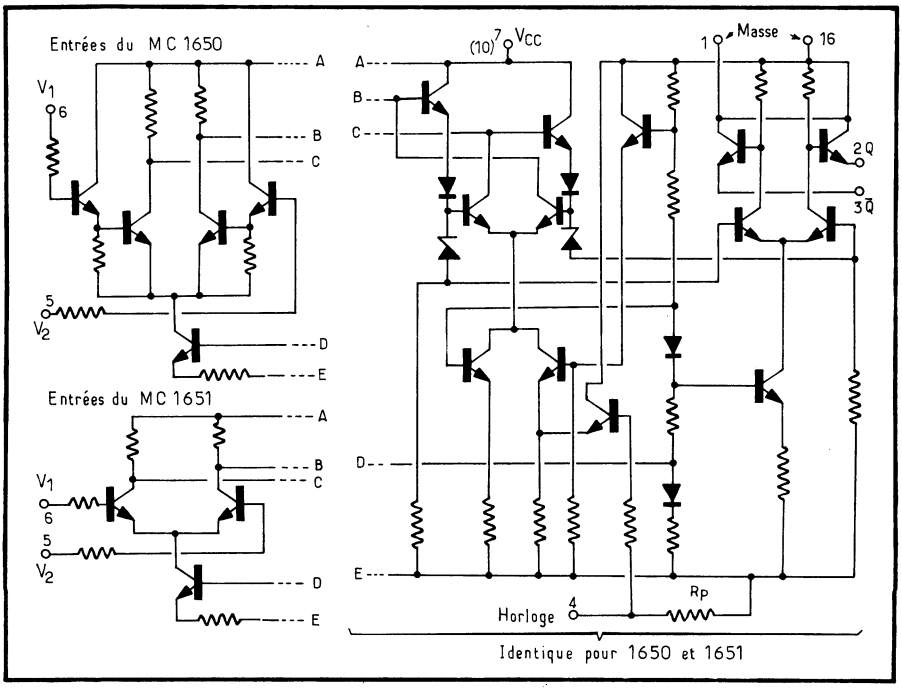


Fig. 11-13. — Dans les doubles comparateurs rapides MC 1650 et 1651, seules les entrées diffèrent. Elles sont du type Darlington à haute impédance pour le MC 1650, à basse impédance sur transistor pour le MC 1651.

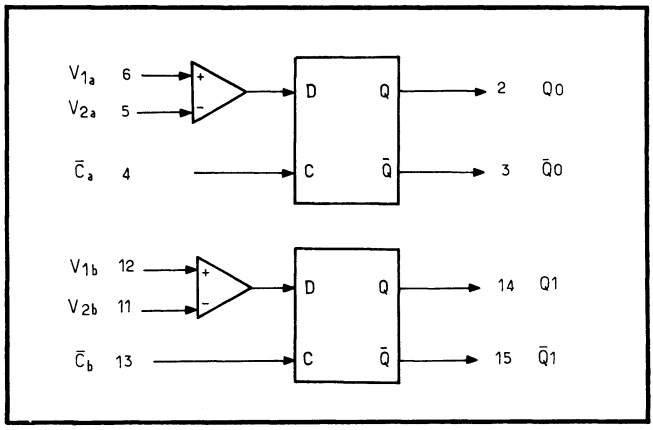


Fig. 11-14. — Représentation symbolique des MC 1650/ 1651.

fonctionnement du circuit ou de l'inhiber et, éventuellement, de limiter la tension positive de sortie au niveau *haut*.

Le temps d'autorisation (déblocage du comparateur) est extrêmement bref, comme l'ont montré les courbes de la figure 11-4, précisément pour ce μA 711.

Lorsque la sortie d'échantillonnage est pilotée par des impulsions, il peut être indispensable d'accroître le temps pendant lequel la sortie du comparateur reste à un niveau logique donné. Une méthode simple consiste alors à charger capacitivement cette sortie (fig. 11-12).

11.2.3. LES COMPARATEURS RAPIDES MC 1650/1651

Les comparateurs les plus rapides dérivent de la famille logique ECL (logique à couplage par les émetteurs), où les transistors ne passent pas à saturation.

Dans cette famille, en MECL III, *Motorola* a réalisé le MC 1650 de temps de propagation typique de 3,5 ns, et le MC 1651, de 3 ns.

La différence réside dans les entrées différentielles : celle du 1650 est sur Darlington, celle du 1651 sur NPN simple (fig. 11-13). Cette figure ne montre qu'un demi-élément, car ces circuits sont en réalité des comparateurs doubles (fig. 11-14).

La sortie est montée en bascule à verrouillage : elle mémorise ainsi le dernier état acquis. On dispose simultanément d'ailleurs de l'information, et de son inverse.

Toujours en raison de la structure d'entrée, le slew rate est de 350 V/μs pour le 1650, et de 500 V/μs pour le 1651.

Ces circuits, qui dérivent de la logique, fonctionnent sur commande d'une tension externe d'horloge, notée C_a et C_b. La consommation est de 330 mW typiquement par boîtier (donc pour les deux comparateurs). La résolution est meilleure que 20 mV de −30 °C à +85 °C.

11.2.4. SURVOL DES COMPARATEURS

Le nombre des comparateurs commercialisés est relativement important. Nous en donnons un tableau rapide qui a été élaboré par J.-C. Maillet (« Analyse

Caractéristiques	Modèles de la première génération			Modèles à haute résolution				
	μA 710	μA 711 Double	MC 1514 Double 710	LM 106	LM 111	ICL 8001	LM 119 Double	μA 734 C
PARAMÈTRES EN CONTINU								
Résolution	2 mV	2 mV	2 mV	0,2 mV	0,02 mV	0,2 mV	0,1 mV	0,1 mV
Courant de polarisation d'entrée	20 μA	75 μA	20 μA	20 μA	0,1 μA	0,1 μA	0,5 μA	0,1 μA
Tension d'offset d'entrée	2 mV	3,5 mV	2 mV	2 mV	3 mV	3 mV	4 mV	5 mV
Gamme de tensions d'entrée :								
Mode commun	±5 V	±5 V	±5 V	±5 V	±13 V	±10 V	±13 V	±00 V
Différentiel	±5 V	±5 V	±5 V	±5 V	±30 V	±15 V	±5 V	±10 V
Sorties :								
Type logique	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL
Protection contre les court-circuits	non	non	non	oui (10 s)	oui (10 s)	non	oui (10 s)	non
Autres				+24 V/100 mA	±50 V/50 mA			
Fan-out (nombre de charges)	2 TTL	2 TTL	2 TTL	10 TTL	10 TTL	1 TTL	4 TTL	2 TTL
Strobe	non	1 strobe	1 strobe	2 strobes	1 strobe	non	non	non
Alimentation :								
Nominale	+12–6 V	+12–6 V	+12–6 V	+12–7 V	±15 V	±15 V	±15 V	±15 V
Gamme de fonctionnement	+10 à +14 −3 à −7 V			−3 à −12 V +12 à +15 V	±2,5 à ±18 V ou simple jusqu'à 5 V		±2,5 à ±18 V ou simple jusqu'à 5 V	±5 à ±18 V
Consommation	150 mW	200 mW	300 mW	150 mW	150 mW	60 mW	225 mW	100 mW
Version double	oui MC 1514				oui AM 1500 Adv. μ devices		Type double	
PARAMÈTRES EN ALTERNATIF								
Temps de réponse à	40 ns	40 ns	40 ns	40 ns	300 ns	300 ns	100 ns	300 ns
X mV en surcharge	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV
Constructeurs	FD, NSC, TI, MOT...	FD, NSC, TI, MOT...	MOT, NSC	NSC, TI	NSC, FD, IN INTERSIL, AD μ DEV., MOT	INTERSIL	NSC	FD

Caractéristiques	Modèles rapides								Modèles économiques		
	μA 760	NE 529	AM 685	AM 686	LM 160	LM 161	MC 1650 Double	MC 55107/108 Double	LM 139 Quadruple	LM 139 A Quadruple	MC 3302 Quadruple
Résolution	1 mV	1 mV	0,5 mV	1 mV	1 mV	1 mV	20 mV		0,05 mV	0,05 mV	0,3 mV
Courant de polarisation d'entrée	60 μA	50 μA	10 μA	10 μA	20 μA	20 μA	10 μA		0,1 μA	0,1 μA	0,5 μA
Tension d'offset d'entrée	6 mV	10 mV	2 mV	2 mV	5 mV	3 mV	5 mV		5 mV	2 mV	10 mV
Gamme de tensions d'entrée :											
Mode commun	±4 V	±6 V	±3,3 V	±2,7 V	±4 V	±6 V	+5,3 V	ce modèle, bien	34 V	34 V	26 V
Différentiel	±5 V	±5 V	±6 V	±6 V	±5 V	±5 V	±5 V	que non considéré comme étant un comparateur, peut être utilisé comme tel.	36 V	36 V	28 V
Sortie :											
Type logique	TTL	TTL	ECL	TTL	TTL	TTL	ECL		non désignée	non désignée	non désignée
Protection contre les c.-c.			non	non	non	non			non	non	non
Autres	compl.	compl.	compl.	compl.	compl.	compl.	compl.		0 à +36 V		0 à +28 V
Fan-out (nombre de charges)	TTL	4 TTL	50 Ω	5 TTL	4 TTL	4 TTL	50 Ω	les modèles équivalants peuvent être le LM 160 ou LM 161	2 TTL	2 TTL	1 TTL
Strobe	non	2			non	2	2		non	non	non
Alimentation :											
Nominale	±5 V	±10 V et +5 V	±5,2 V	±5 V	±5 V	±10 V et +5 V	±5,2 V				
Gamme de fonctionnement	±4,5 à ±6,5	±5 à ±15 V	±7 V	±5 V ±10 %	±4,5 à ±6,5	±10 à ±15 V	±4,5 à ±6,5 V		2 à 36 V ou ±18 V	2 à 36 V ±1 à ±18V	2 à +28 ±1 à ±14 V
Consommation	250 mW		300 mW	400 mW	150 mW	185 mW	300 mW				
Temps de réponse à	15 ns	15 ns	6 ns	12 ns	15 ns	20 ns	6 ns		1,3 μs	1,3 μs	2 μs
X mV en surcharge	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV	5 mV	50 mV	30 mV		5 mV	5 mV	5 mV
Constructeurs	FD	Signetics	AD μ DEV	ADV μDEV	NSC	NSC	MOT	MOT, NSC, IFD	NSC	NSC	MOT

des comparateurs de tension », revue *Électronique et Microélectronique industrielles*, octobre 1974, pages 254 et 255).

Les constructeurs cités sont : *Motorola* (MOT), *Texas Instruments* (TI), *National Semiconducteur* (NSC), *Advance Micro Devices* (AD μ Dev), *Fairchild* (FD)...

11.3. Applications

11.3.1. DÉTECTEUR DE NIVEAU SIMPLE

Le montage le plus commun d'un détecteur de niveau est donné figure 11-15 avec sa courbe de transfert idéale.

Une tension de référence, comprise entre ±5 V, est appliquée à l'une des entrées tandis que la tension de mesure attaque l'autre. Selon que la seconde est inférieure ou supérieure à la première, la sortie change d'état.

Les applications d'un tel circuit? Elles sont innombrables. Ainsi, le détecteur de niveau peut, en étage tampon, assurer une marge d'immunité au bruit atteignant 5 V, à quelques millivolts près, dans les cas les plus défavorables.

Il travaille également comme comparateur dans les convertisseurs analogue-numérique, peut suivre un lecteur de bande ou de cartes perforées, etc.

Afin de réduire la tension de décalage et la dérive, les impédances de source (en alternatif comme en continu) doivent être maintenues égales, autant que faire se peut.

D'autre part, il ne faut pas omettre de considérer que les tensions maximales d'entrée différentielle et de mode commun sont de ±5 V pour le μA 710. De ce fait, si l'une des entrées est à +5 V, la seconde ne doit pas être à une tension inférieure à la masse, faute de quoi les courants de décalage et de polarisation prennent des valeurs anormales.

Enfin, il est important de découpler soigneusement les lignes d'alimentation, à l'aide de condensateurs non inductifs de l'ordre de 10 nF connectés à proximité immédiate du circuit intégré.

11.3.2. ACCROISSEMENT DE LA RÉSISTANCE D'ENTRÉE

L'adjonction d'une paire de transistors PNP, à l'entrée du comparateur, réduit le courant exigé de la source et accroît la résistance apparente d'entrée de l'ensemble (fig. 11-16 *a*). Dans ce cas, la gamme complète des tensions d'entrée de ±5 V est admise.

Lorsque les tensions d'entrée restent supérieures à −2 V, une paire de NPN convient parfaitement (fig. 11-16 *b*).

Le troisième circuit proposé (fig. 11-2 *c*) offre l'avantage sur le précédent de conserver à l'ensemble un temps de réponse identique à celui du comparateur seul. En effet, le μA 710 « voit » un maximum de 2 kΩ comme résistance de source.

La compensation des décalages s'effectue, dans tous les cas, en jouant sur les résistances d'émetteur R_1 et R_2. Les transistors choisis sont des types à faible

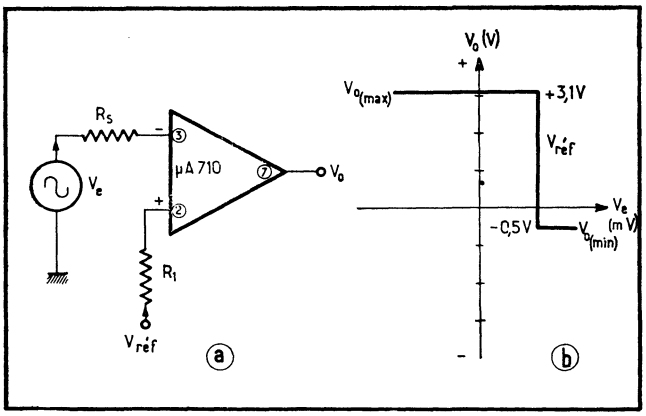


Fig. 11-15. — Principe d'un détecteur de niveau simple (a), et sa courbe de réponse (b).

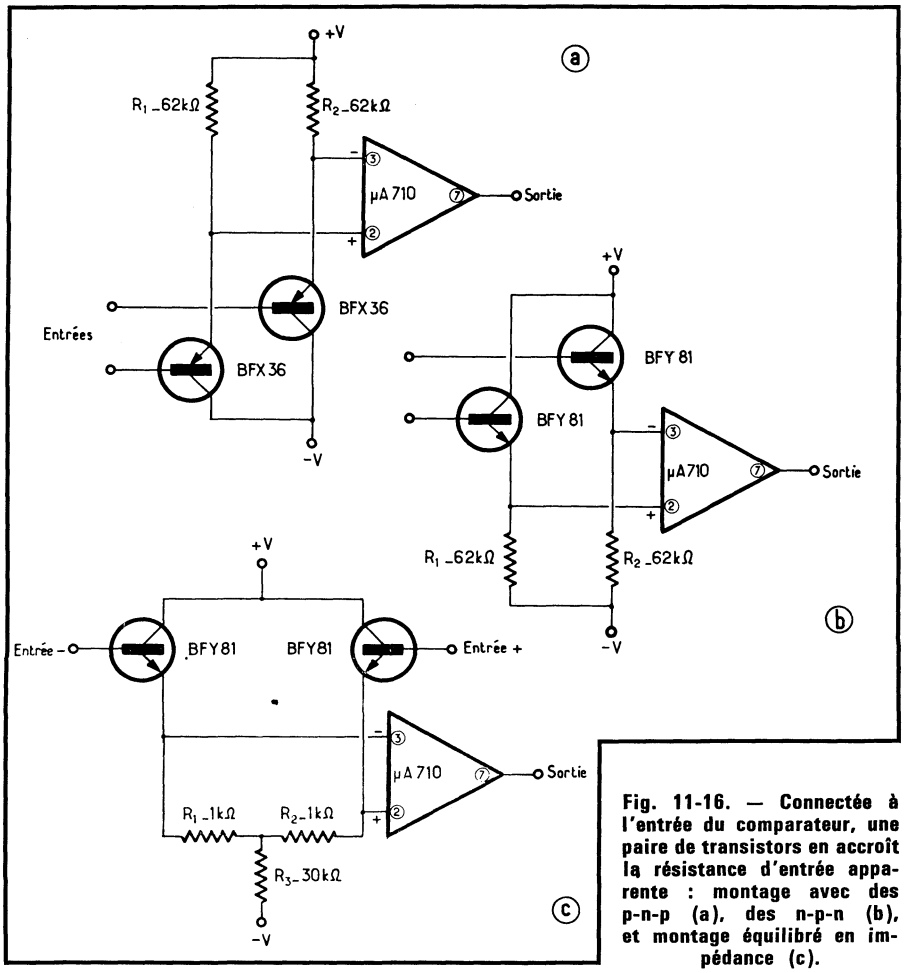


Fig. 11-16. — Connectée à l'entrée du comparateur, une paire de transistors en accroît la résistance d'entrée apparente : montage avec des p-n-p (a), des n-p-n (b), et montage équilibré en impédance (c).

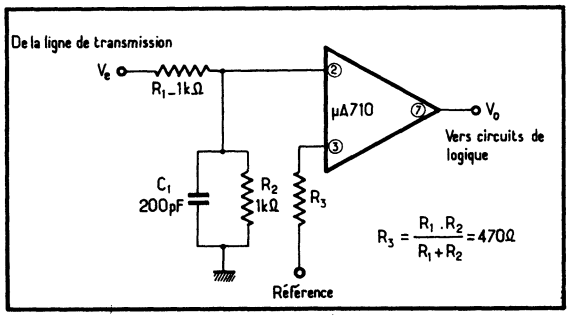


Fig. 11-17. — Monté en fin de ligne, le μA 710 confère aux circuits de logique qui le suivent une haute immunité au bruit.

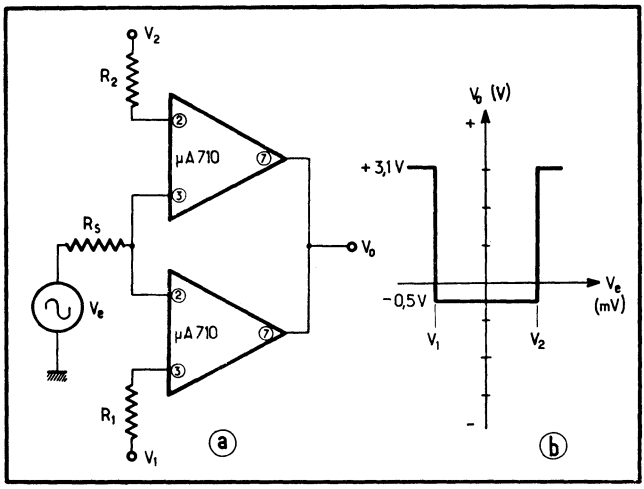


Fig. 11-18. — Réalisation d'un comparateur à limites inférieure et supérieure (a); sa courbe de réponse (b).

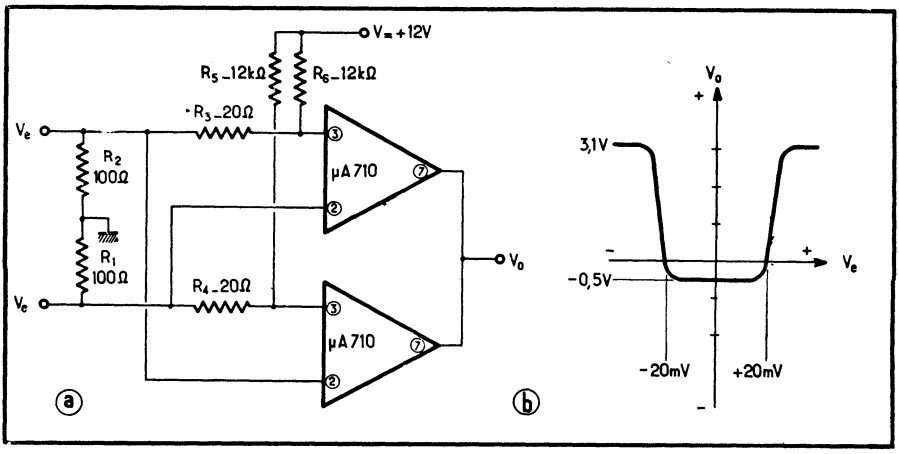


Fig. 11-19. — Amplificateur de lecture pour tores et mémoires magnétiques.

capacité parasite collecteur-base, et grand gain, afin de ne pas charger inutilement la source, ce qui aboutirait à détériorer le temps de réponse du montage.

11.3.3. RÉCEPTEUR DE FIN DE LIGNE A HAUTE IMMUNITÉ AU BRUIT

L'immunité au bruit d'un comparateur, qui peut atteindre 5 V, est autrement importante que celle des classiques circuits de logique. Il peut donc sembler intéressant de faire précéder ceux-ci par un μA 710, par exemple (fig. 11-17).

Dans ce cas, le comparateur est placé en bout d'une ligne de transmission qui véhicule des informations numériques entachées de bruit.

Le diviseur d'entrée R_1R_2 accroît considérablement les tensions admissibles, et le condensateur C_1, facultatif, absorbe les transitoires indésirables. Ce dernier n'agit pratiquement pas sur la vitesse de variation du signal de sortie, car le gain du comparateur est élevé.

11.3.4. COMPARATEUR A LIMITES HAUTE ET BASSE

Pour déterminer si une tension est comprise entre deux limites, inférieure et supérieure, on réalise le montage de la figure 11-18 *a*, dont la fonction de transfert présente l'aspect d'un créneau rectangulaire parfait (fig. 11-18 *b*).

Deux comparateurs sont utilisés, ainsi que deux tensions de référence, haute et basse. Un tel schéma s'applique parfaitement à la réalisation d'ensembles de tri du type *tout ou rien* (« *go-nogo* »).

La résistance de source R_S doit, ici, être égale à $R_2/2$, ou à $R_1/2$, avec $R_1 = R_2$ = une valeur la plus faible possible.

11.3.5. AMPLIFICATEUR DE LECTURE POUR TORES MAGNÉTIQUES (μA 710)

Se distinguant des autres méthodes d'amplification des signaux provenant de la lecture de mémoires à tores magnétiques par le fait que le seuil est, ici, réglé à *l'entrée* de l'amplificateur et non plus à la sortie, le montage de la figure 11-19 ne fait intervenir, comme signal d'erreur, que sa seule tension de décalage à l'entrée.

Les résistances R_1 et R_2 servent de terminaison à la ligne d'amenée des signaux. Le niveau de seuil est fixé par R_3 et R_4, un éventuel équilibrage s'effectuant en jouant sur les valeurs de R_5 et R_6; sans précautions particulières, le seuil peut être donné à mieux que ± 5 mV.

Cependant, un signal de mode commun risque de l'affecter (d'environ 8 % pour 1 V de mode commun), si ce dernier se présente en même temps qu'a lieu la lecture. En règle générale, on admet cependant que les tensions de mode commun restent inférieures à 0,5 V avec les mémoires à tores usuelles.

En raison des couplages directs, le temps de recouvrement après une surcharge différentielle ou en mode commun est inférieur à 50 ns.

Des impulsions d'entrée de polarité opposée peuvent être combinées directement à la sortie, mais seulement pour des « 1 » positifs; si nécessaire, ces impul-

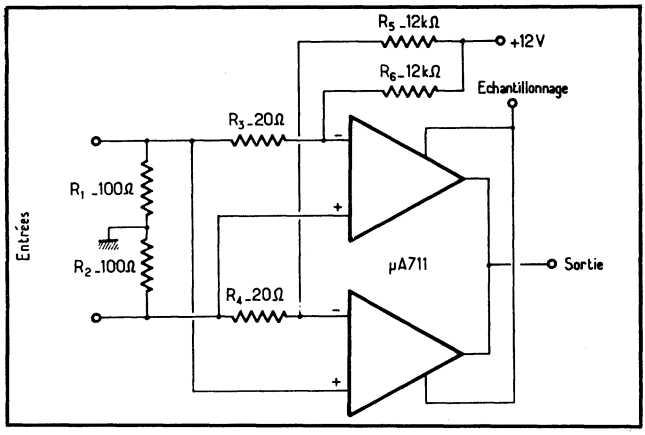


Fig. 11-20. — Le μA 711, comparateur double, peut assumer la même fonction que deux μA 710 (voir figure précédente), en lecture de tores magnétiques.

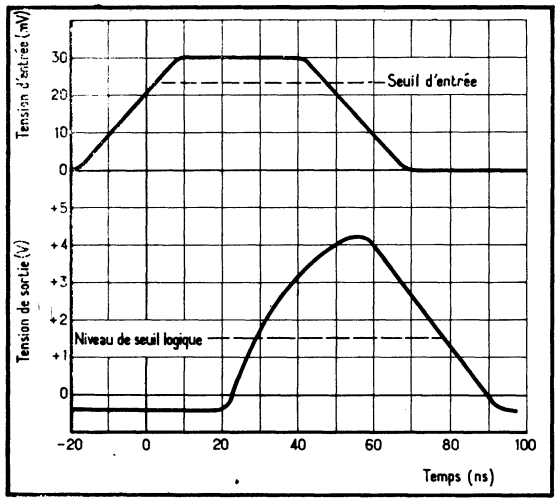


Fig. 11-21. — Caractéristiques tension d'entrée et tension de sortie en fonction du temps relevées sur le lecteur de tores de la figure précédente. Le seuil de déclenchement est ajusté à 23 mV, et le signal d'entrée atteint 30 mV.

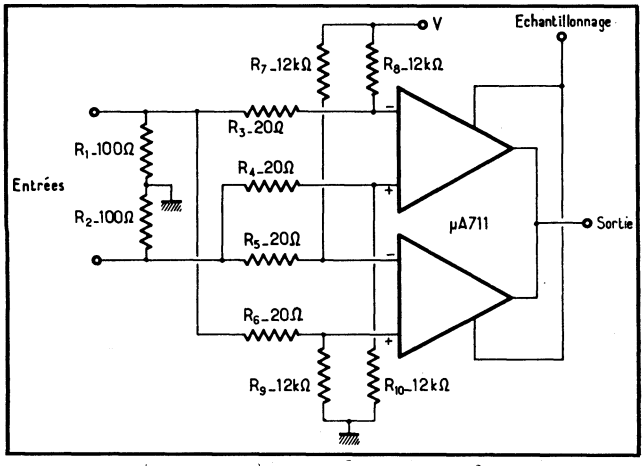


Fig. 11-22. — En équilibrant les entrées, on accroît l'immunité aux signaux de mode commun du μA 711, utilisé en lecteur de tores.

sions d'entrées (de polarité opposée) peuvent être séparées. Enfin, si les sorties des deux μA 710 sont séparées, des « 1 » positifs ou négatifs peuvent être obtenus simplement en intervertissant les entrées des comparateurs.

Aucun dispositif d'échantillonnage n'a, ici, été prévu. Si besoin est, il suffit de ramener à +7 V la tension positive d'alimentation pour inhiber le circuit, ou de la reporter à +12 V pour l'autoriser à fonctionner à nouveau. Avantage accessoire : la puissance dissipée est réduite d'un facteur de trois.

Notons que certaines mémoires (à tores « bi-axes », par exemple) fournissent d'emblée une impulsion d'une polarité, pour un *zéro*, et de la polarité opposée pour un *un*. Dans ce cas, un seul μA 710 suffit pour assurer la lecture, et ses entrées différentielles sont directement reliées à la ligne de lecture; en période d' « autorisation de travail », la tension de sortie dépend directement du signal lu.

11.3.6. AMPLIFICATEUR DE LECTURE POUR TORES MAGNÉTIQUES (μA 711)

L'amplificateur de lecture pour mémoire à tores magnétiques peut également faire appel à un μA 711, comparateur double à sortie commune. Le schéma reste identique au précédent, lequel employait deux μA 710, à la différence près, cependant, qu'une borne d'échantillonnage est ici disponible (fig. 11-10).

Le fonctionnement en est parfaitement semblable, la figure 11-21 montrant qu'un signal d'entrée qui dépasse pendang 45 ns le signal de référence de 7 mV fournit une impulsion de sortie supérieure au seuil logique, d'une durée de 50 ns.

11.3.7. AMPLIFICATEUR DE LECTURE A HAUTE IMMUNITÉ AUX SIGNAUX DE MODE COMMUN

Une immunité accrue aux signaux importants de mode commun est obtenue à l'aide d'un réseau supplémentaire de résistances (fig. 11-22).

Celles-ci ont pour objet d'équilibrer les entrées en fonction, précisément, des tensions de mode commun, et améliorent la réjection d'au moins un ordre de grandeur. L'ensemble des résistances pourrait d'ailleurs faire l'objet d'une réalisation à film mince ou épais.

Aux fréquences élevées, ce sont les capacités parasites non équilibrées qui dégradent le rapport de réjection. Aussi convient-il d'utiliser, surtout pour R_5, R_6, R_3 et R_4, des éléments à faible capacité.

11.3.8. AMPLIFICATEUR DE LECTURE A PRÉAMPLIFICATEUR COMPENSÉ EN TEMPÉRATURE

Les tores miniatures ne fournissent qu'un signal de sortie minime qui doit être amplifié afin de dépasser nettement les tensions de décalage du comparateur.

Le préamplificateur alors utilisé fait appel à une paire de transistors NPN (fig. 11-23) comme étages d'entrée, de gain 10. Après quoi vient le μA 711, connecté de façon habituelle, et dont le seuil est de 50 mV.

La bobine L_1 équilibre les tensions de décalage, de telle sorte que TR_1 et TR_2 n'ont nul besoin d'être appariés. Cette paire différentielle est insensible aux

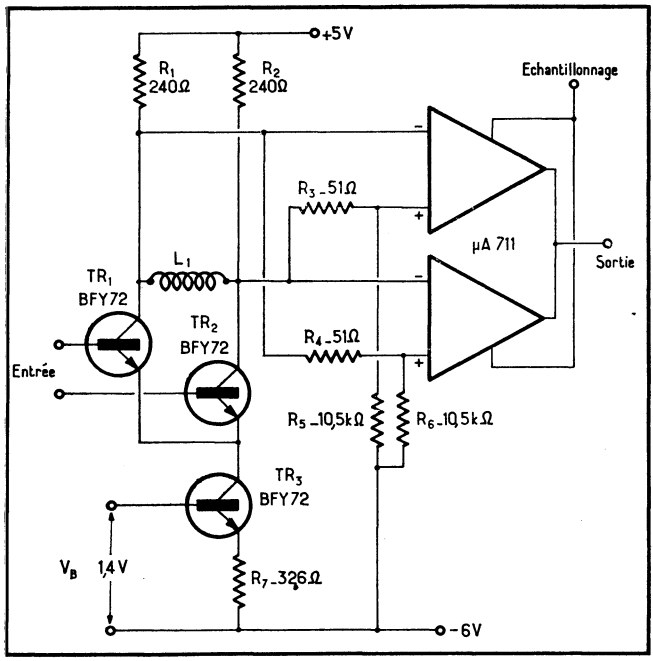


Fig. 11-23. — Une stabilité de 5 %, entre — 55 °C et + 125 °C, est obtenue à l'aide du montage ci-contre. Une tension de polarisation V_B = 1,3 V porterait celle-ci à 1 % entre 0 et 70 °C.

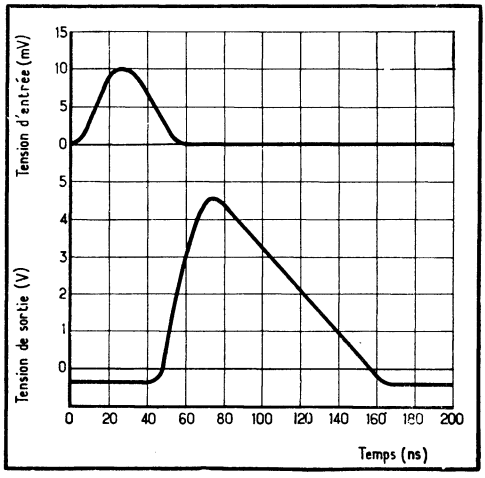


Fig. 11-24. — Réponse du comparateur de la figure précédente aux signaux d'entrée; le seuil est ajusté à 5 mV, l'impulsion d'entrée atteignant 10 mV au maximum.

variations de la température, entre −55 °C et +125 °C, sans même qu'il soit besoin d'utiliser des résistances de contre-réaction d'émetteur.

On sait, en effet, que celles-ci provoquent une sensible détérioration du rapport de réjection de mode commun, et ne permettent pas d'exploiter dans les meilleures conditions les signaux à haute fréquence.

Cette stabilité en température dépend, pour une bonne part, de la polarisation appliquée à la source de courant TR_3. Une tension de V_B = 1,4 V garantit une stabilité de ±5 % sur toute la gamme de températures, pour un gain $\beta > 50$

à la température ambiante. Une stabilité de 1 %, mais entre 0 et 70 °C, résulterait d'une tension de polarisation de 1,3 V.

Le gain du préamplificateur peut être ajusté en modifiant la valeur de R_7; avec un gain de 10, le seuil de l'ensemble est de 5 mV. La réponse du comparateur aux signaux d'entrée est indiquée, d'autre part, par les courbes de la figure 11-24, dont l'aspect serait quelque peut différent si le préamplificateur fonctionnait avec un courant supérieur au milliampère, prévu ici.

11.3.9. AMPLIFICATEUR DE LECTURE POUR MÉMOIRES A DOUBLE POLARITÉ

Certains types de mémoires, fournissent directement des signaux dont la polarité, positive ou négative, précise le *un* ou le *zéro* logiques lus. De ce fait,

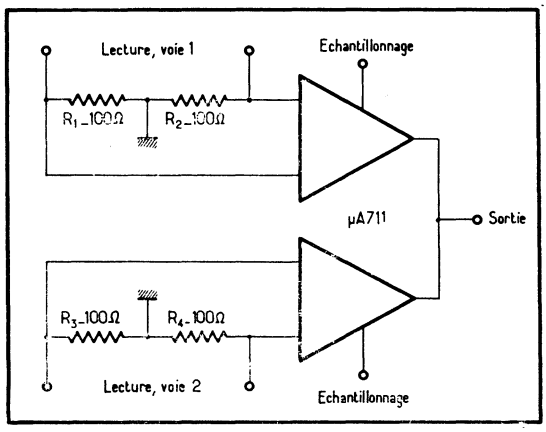


Fig. 11-25. — Une mémoire fournissant un signal à double polarité n'exige qu'un seul comparateur, donc un demi-µA 711, pour être lue.

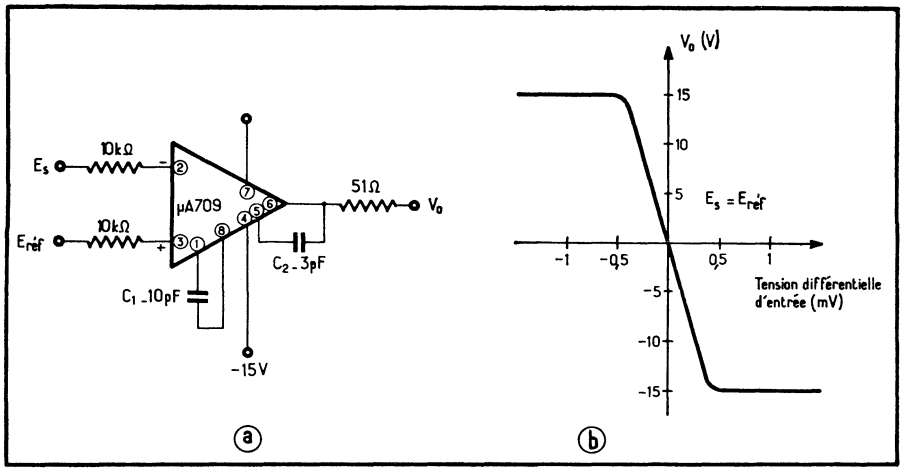


Fig. 11-26. — L'amplificateur opérationnel µA 709 monté en comparateur (a); sa fonction de transfert (b).

l'amplificateur de lecture peut ne comporter qu'un demi μA 711, l'ensemble du circuit intégré convenant éventuellement pour deux voies (fig. 11-25).

Il n'est alors plus besoin de réseau de résistances pour fixer le seuil puisque le comparateur détecte, désormais, le passage à zéro.

La séparation des deux voies de lecture s'effectue éventuellement à la sortie du μA 711 à l'aide du circuit d'échantillonnage.

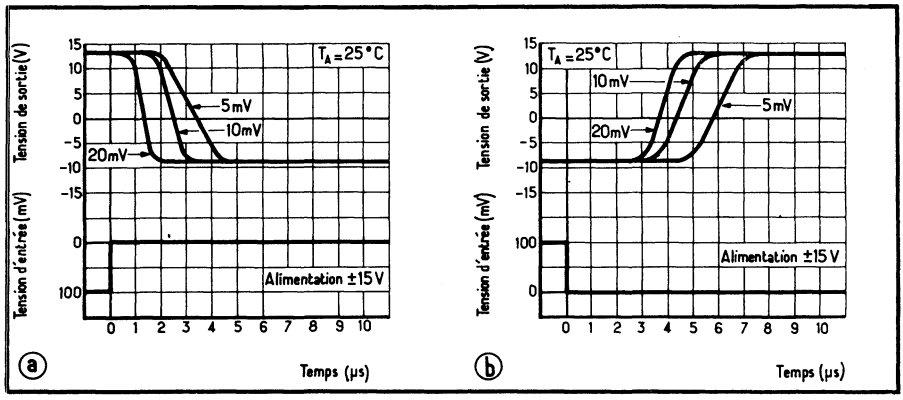


Fig. 11-27. — Réponse à des tensions en marche d'escalier, pour diverses valeurs de dépassements : marche positive (a); marche négative (b).

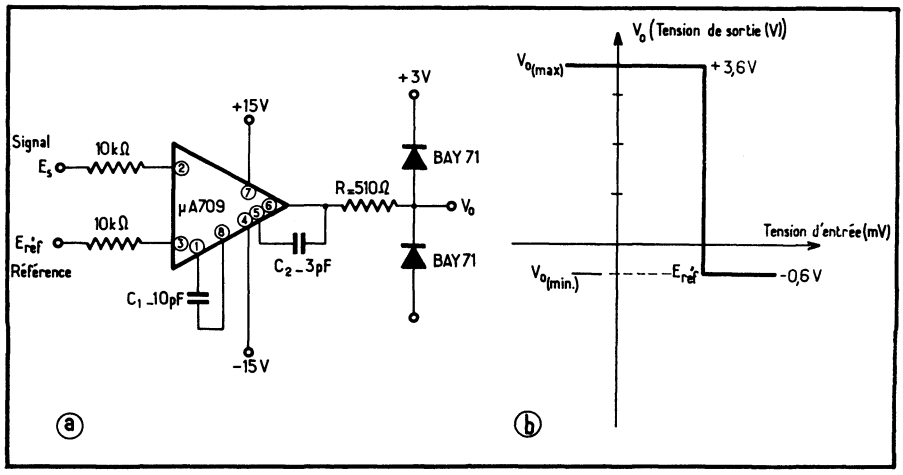


Fig. 11-28. — Deux diodes, connectées à la sortie du comparateur à μA 709, ramènent la tension de sortie à des niveaux acceptables par les circuits de logique.

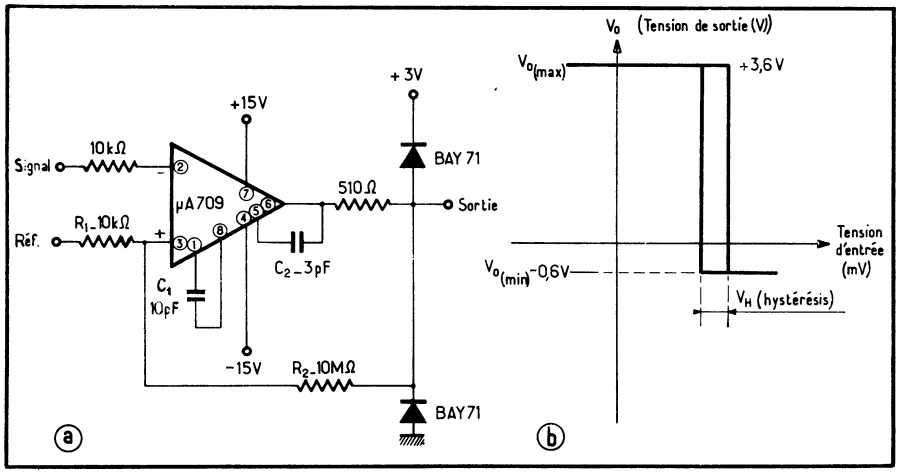


Fig. 11-29. — Une réaction (positive) appliquée au μA 709 en comparateur (a) lui confère une courbe de réponse affectée d'une certaine hystérésis (b).

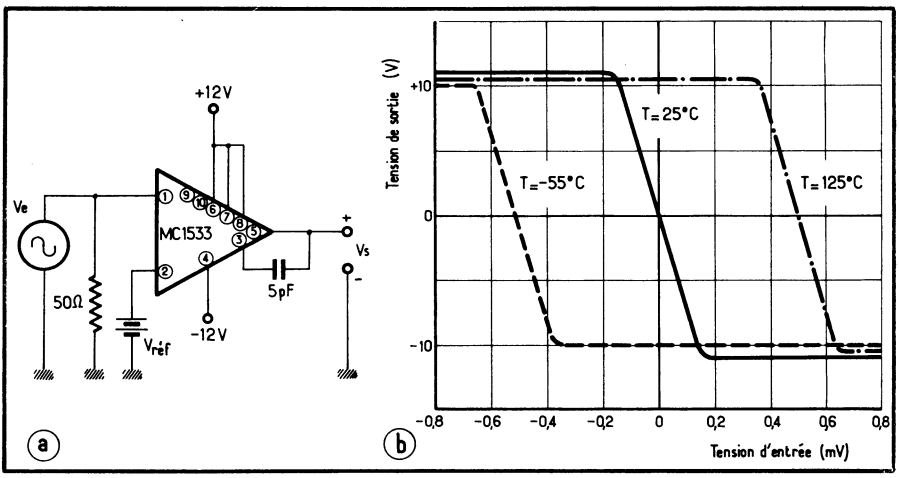


Fig. 11-30. — Réalisation d'un comparateur à grande excursion de sortie (a) : sa courbe de transfert en fonction de la température (b).

11.3.10. LE μA 709 EN COMPARATEUR

Monté en boucle ouverte, le μA 709 peut travailler en comparateur à basse fréquence (fig. 11-26 *a*). Sa courbe de transfert (fig. 11-26 *b*), a été relevée après que la tension de décalage ait été annulée.

Lorsque l'on applique une tension à front raide à l'entrée, la tension de sortie du comparateur varie comme indiqué figure 11-27, pour différentes valeurs de

« dépassements ». Rappelons que l'on désigne par dépassements (l' « overdrive » des Américains) la tension qui excède la valeur nécessaire au basculement.

Cependant, la tension de sortie du μA 709 n'est pas, normalement, compatible avec ce qu'exigent les circuits classiques de logique. Une astuce fort simple de montage permet de pallier cette difficulté (fig. 11-28).

11.3.11. COMPARATEUR AVEC HYSTÉRÉSIS (μA 709)

L'hystérésis est souhaitable, dans un comparateur, lorsqu'un certain niveau de bruit se superpose au signal utile, ou lorsque le signal d'entrée est à évolution lente.

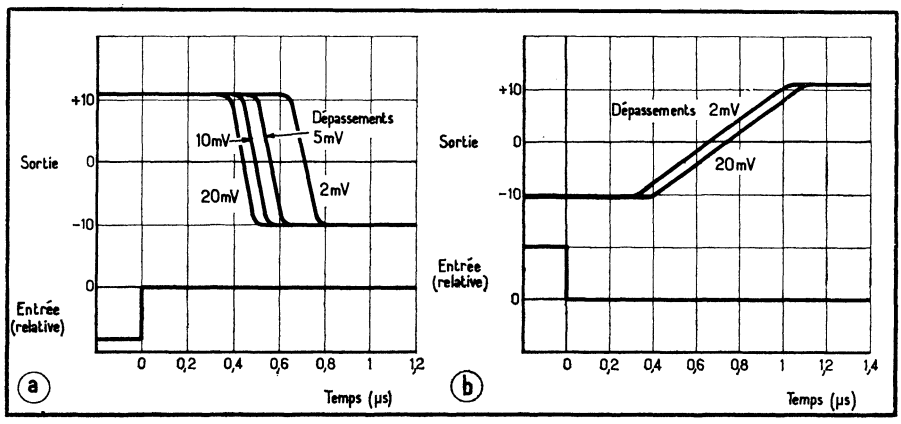


Fig. 11-31. — Réponse du comparateur à MC 1533 aux fonctions en marche d'escalier appliquées à l'entrée, pour divers dépassements : (a), marche positive; (b), marche négative.

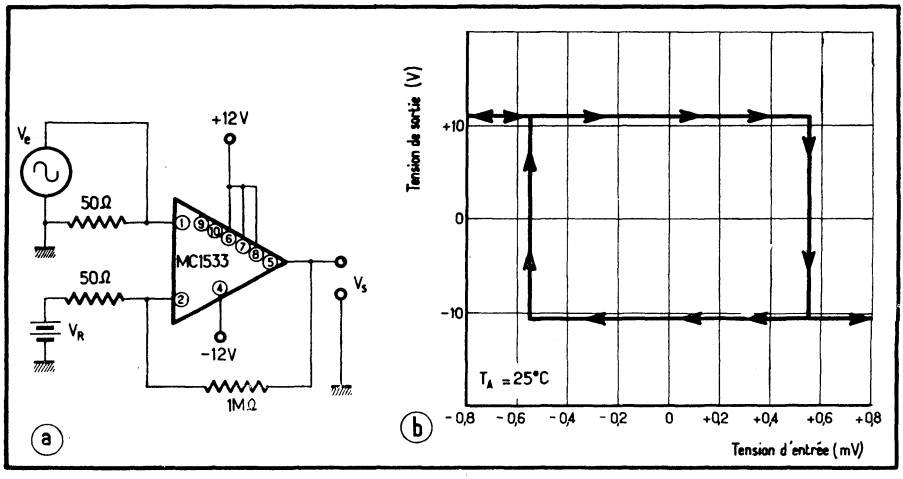


Fig. 11-32. — L'application d'une tension de réaction au MC 1533 (a) accroît sa vitesse de réponse, mais se traduit par l'apparition d'une hystérésis (b).

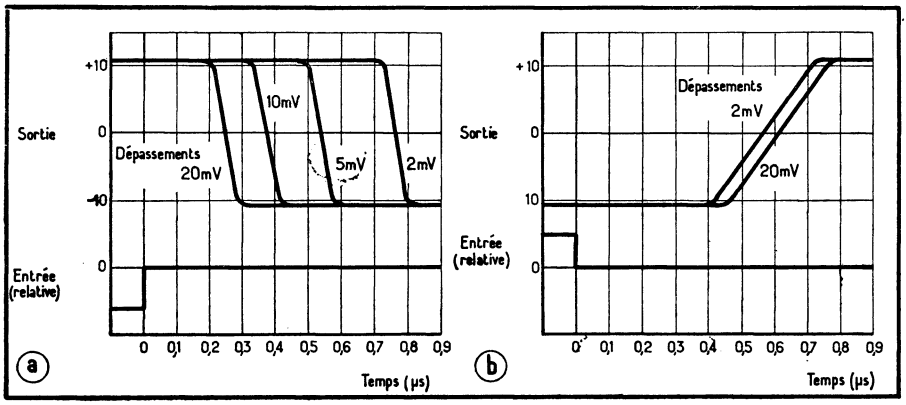


Fig. 11-33. — Réponse du comparateur à hystérésis de la figure précédente aux fonctions en marche d'escalier, positive (a) et négative (b).

On l'obtient en appliquant une réaction (positive) entre sortie et entrée d'un µA 709 (fig. 11-29), monté de façon à fournir des tensions de sortie compatibles avec les circuits de logique. Le cycle d'hystérésis V_H est donné par :

$$V_H = \frac{\Delta V_0}{A_c} \approx \Delta V_0 \beta$$

avec :

$$\beta = R_1/(R_1 + R_2)$$

$$\Delta V_0 = V_0 \text{ (max)} - V_0 \text{ (min)}$$

Ainsi peut-on réaliser des comparateurs suffisamment précis tout en restant dotés d'un cycle d'hystérésis pouvant atteindre quelques millivolts.

11.3.12. COMPARATEUR A GRANDE EXCURSION DE SORTIE

Avec une résolution meilleure que 300 µV, le MC 1533, monté en comparateur, fournit une tension de sortie aux niveaux de +10 V et −10 V (fig. 11-30 *a*).

Ses courbes de transfert typiques (fig. 11-30 *b*) se déplacent latéralement de 6 µV/°C en raison de la dérive du décalage d'entrée, et sa réponse à des tensions en marche d'escalier est précisée par les courbes des figures 11-31.

Un moyen d'accroître la vitesse de réponse consiste à lui appliquer un certain taux de réaction (positive), comme le montre la figure 11-32 *a*. La stabilité est assurée sans le condensateur de 5 pF entre bornes (3) et (5), dans ce cas.

On hérite alors cependant des inconvénients d'une certaine hystérésis (fig. 11-32 *b*), mais également de l'avantage qu'elle introduit : l'immunité accrue au bruit. Les courbes de réponse correspondant à des fonctions en marche d'escalier sont données figure 11-33.

CHAPITRE 12

Alimentations régulées

12.1. Types et définitions

Pour alimenter les montages électroniques, on se sert généralement d'*alimentations régulées.* Celles-ci se classent en :

- *Alimentations régulées linéaires*, les plus simples.

- *Alimentation à découpage*, dont le rendement est bien supérieur (autour des 75 %) et dont le volume est bien moindre, par conséquent, à puissance égale.

Ces alimentations sont du type série ou parallèle.

Quelques définitions nouvelles interviennent avec les alimentations. Ce sont :

— *régulation d'entrée :* c'est la variation de la tension régulée de sortie dV_{reg} qui se manifeste pour une variation donnée (qui doit être précisée) de la tension d'entrée non régulée dV_e;

— *régulation en fonction de la charge :* c'est la variation de la tension régulée de sortie dV_{reg} qui se manifeste lorsque le courant régulé de sortie dI_s varie. On considère généralement l'excursion maximale du courant de charge, du minimum admissible (car la plupart des alimentations, de par leur principe, doivent débiter un courant minimal pour fonctionner) au maximum, à tension d'entrée et température constantes;

— *réjection d'entrée :* c'est le rapport, en décibels, d'une variation lente de la tension d'entrée à la variation résultante de sortie. On a donc :

$$\text{Réjection d'entrée} = 20 \log \frac{d\text{V entrée}}{d\text{V régulée}}$$

— *résistance interne :* c'est le rapport de la variation de la tension régulée de sortie à la variation du courant régulé de sortie. Donc :

$$\text{R interne} = \frac{d\text{V régulée}}{d\text{I régulée}}$$

pour une tension et un courant donnés;

— *réjection secteur :* c'est la réjection des variations de tension secteur à l'entrée et elle s'apprécie en faisant le rapport, en décibels, du ronflement à l'entrée au ronflement en sortie;

— *bruit :* on mesure, ici, la tension efficace de bruit qui se superpose à la tension de sortie, à charge constante et sans ronflement.

12.2. Régulation linéaire série

12.2.1. MONTAGE DE BASE

En régulation linéaire série, le régulateur est introduit en série sur une ligne d'alimentation (fig. 12-1) qui fournit un courant redressé de tension obligatoirement supérieure à la tension de sortie désirée. Sa résistance interne doit varier en fonction :

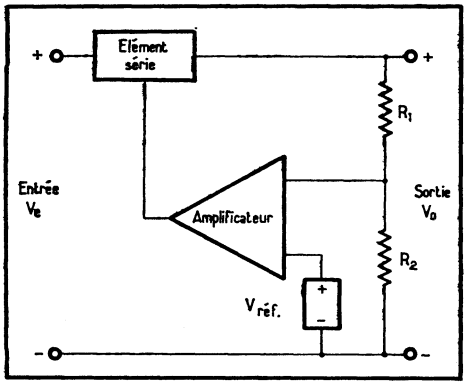


Fig. 12-1. — Montage de base de l'alimentation linéaire série.

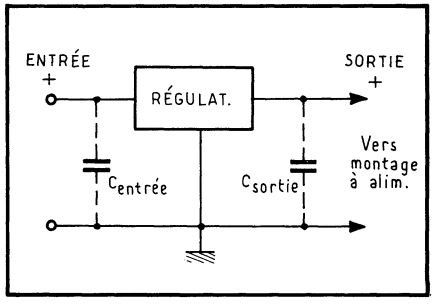


Fig. 12-2. — Principe de fonctionnement d'une alimentation régulée série, du type linéaire.

1. Des variations de la tension d'entrée;
2. Des variations de la charge, donc du courant débité;
3. Des variations de température, afin de s'opposer à celles-ci;

partant, il maintient une tension de sortie constante quelles que soient les conditions de fonctionnement.

Par conséquent, ses éléments constitutifs comprennent (fig. 12-2), au moins :

— un élément de référence compensé en température;
— un amplificateur d'erreur;
— un élément série commandé.

L'élément de référence est généralement une Zener en montage plus ou moins complexe. Un amplificateur d'erreur compare la tension qu'elle fournit à la tension délivrée par le régulateur et prélevée sur un pont de résistance et, en fonction de l'écart perçu, fait varier la résistance de l'élément série.

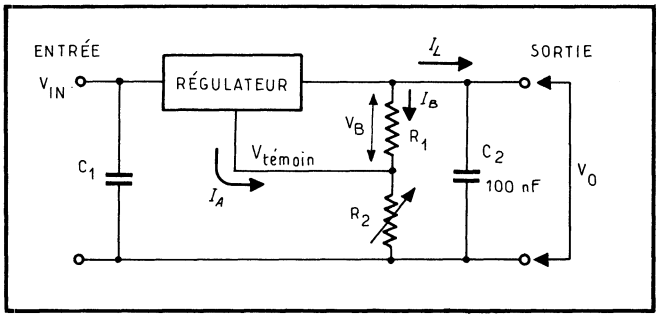


Fig. 12-3. — Comment on ajuste la tension de sortie.

La régulation est donc assurée par la chute de tension plus ou moins élevée dans l'élément série. On en conclut que la tension d'entrée doit toujours être supérieure à un seuil minimal. D'autre part, la dissipation de cet élément étant limitée, il y a aussi un maximal de tension d'entrée (ou de courant débité) à respecter.

Tous ces circuits sont intégrés dans le circuit monolithique servant d'alimentation régulée, sauf dans certains cas particulier qui vont être examinés.

12.2.2. TENSION DE SORTIE AJUSTABLE

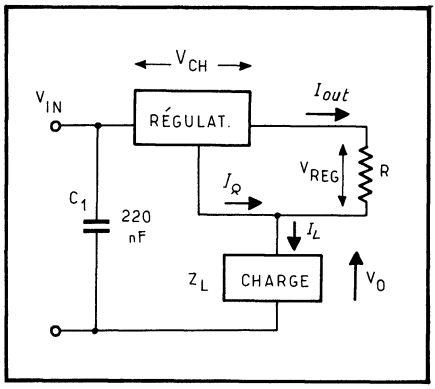
Pour rendre ajustable la tension de sortie, il suffit d'extraire le pont de résistances du circuit intégré et d'établir, à la demande, leur rapport. Ou alors, l'une de ces résistances devient un potentiomètre (fig. 12-3). Ici, une fraction du courant fourni par le régulateur, soit V_B/R_1, traverse R_2 et fournit la tension témoin. La tension de sortie V_0 est donc :

$$V_0 = V_B + R_2 [I_A + (V_B/R_1)]$$

Si le taux de régulation en fonction de la charge (du courant traversant la charge) est Lr, avec $Lr = \Delta V_0/\Delta I_0$, la régulation en fonction de la tension d'entrée est :

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta V_{IN}} = Lr \frac{R_1 + R_2}{R_1} + R_2 \frac{\Delta I_A}{\Delta V_{IN}}$$

Fig. 12-4. — Utilisation d'un transistor ballast pour accroître le courant de sortie.



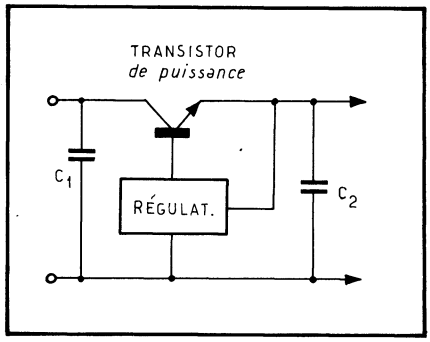


Fig. 12-5. — Alimentation série utilisée en régulateur de courant.

et la régulation en fonction de la charge est :

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta I_L} = Lr \frac{R_1 + R_2}{R_1} + R_2 \frac{\Delta I_A}{\Delta I_O}$$

12.2.3. POUR ACCROITRE LE COURANT COMMANDÉ

Tel régulateur intégré sera capable de commander un courant de 1 A, par exemple. Si l'on désire un courant supérieur, on passe par un transistor de puissance, monté en ballast et commandé par le régulateur (fig. 12-4).

12.2.4. RÉGULATION EN COURANT

On peut imposer un courant fixe, quelles que soient les variations de la charge. L'alimentation se comporte alors comme une *source de courant* (fig. 12-5), et son calcul type est le suivant. Le courant régulé, dans la charge, est I_L. On a donc :

$$I_L = (V_{REG}/R) + I_Q$$

pour $$0 \leqslant Z_L < [V_{IN} - (V_{REG} + V_{CH})]/I_L$$

12.2.5. RÉGULATION A HAUTE TENSION

Deux cas de régulation se présentent ici : *haute tension d'entrée*, dépassant les tensions admises par le régulateur, *haute tension de sortie*, toutes autres conditions de travail du régulateur restant normales.

Dans le premier cas, tension excessive d'entrée, on fait précéder le régulateur par un élément chargé de chuter l'excès de tension, par exemple le transistor de la figure 12-6, selon les deux montages proposés. Le transistor est un élément de puissance, par exemple en 2N 3055. Une simple Zener, en parallèle sur l'entrée, pourrait faire l'affaire mais son prix risquerait d'être prohibitif.

Si c'est la tension de sortie qui doit être élevée et dépasser les tensions admises par le régulateur, on décale sa tension par rapport à la masse à l'aide d'une Zener, par exemple, pour retrouver une différence de potentiel acceptable (fig. 12-7). Un transistor d'entrée supplémentaire, capable de supporter toute la puissance, accroît la protection et, s'il chute 1 V, la tension apparente d'entrée V_E appliquée au régulateur est de :

$$V_E \simeq V_{Z2} + V_{Z1} - 1$$

La diode D_3 facilite le démarrage à pleine charge et maintient la tension témoin V_G à 0,7 V au-dessus de la masse en cas de court-circuit de la charge, protégeant alors le régulateur.

Un résultat identique est obtenu avec le montage de la figure 12-2, puisque l'élément série de régulation est séparé de la référence-masse. Un autre montage (*) réagissant encore mieux aux courts-circuits de la charge est celui de la figure 12-8. En fonctionnement normal, Q_2 est bloqué alors que Q_1 conduit, bien entendu. Si un court-circuit survient, Q_2 passe à saturation et freine Q_1. La diode D_1, type

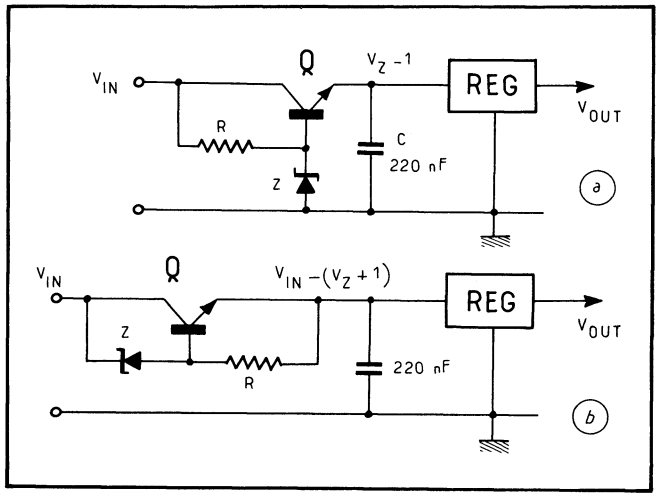


Fig. 12-6. — Deux façons de réduire la tension d'entrée.

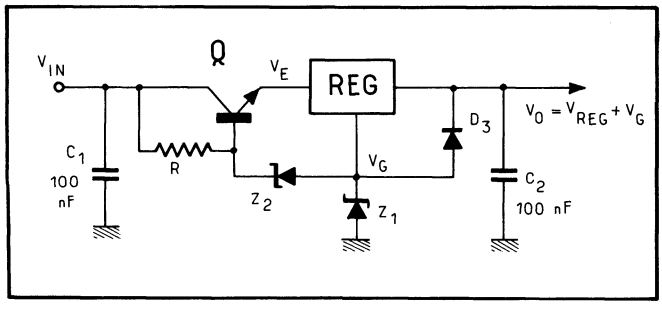


Fig. 12-7. — Ce montage accepte des tensions de sorties élevées.

* On trouvera certains de ces exemples développés dans un excellent petit fascicule de National Semiconductor intitulé Voltage Regulator Handbook, 1975.

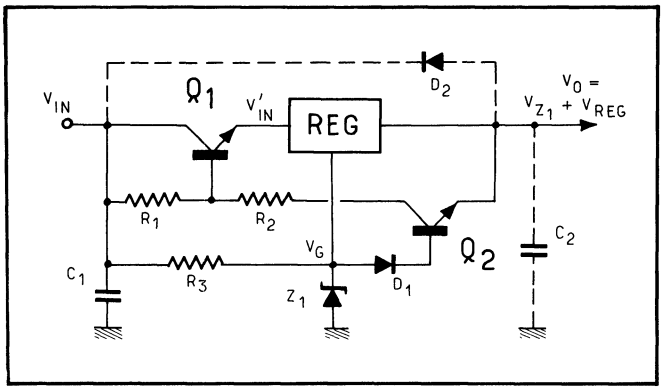


Fig. 12-8. — Alimentation de sortie élevée, protégée contre les courts-circuits de la charge.

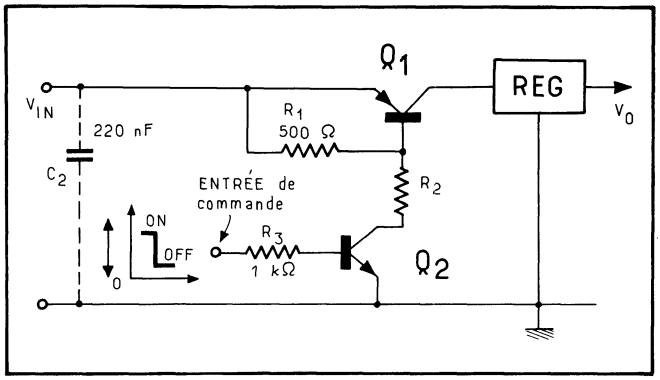


Fig. 12-9. — Commande de blocage du régulateur : principes.

1N 914, protège la jonction base-émetteur de Q_2. Si une capacité C_2 de filtrage existe, la diode D_2 protège la régulation contre un court-circuit à l'entrée qui polariserait instantanément le régulateur à l'envers. La capacité d'entrée, C_1, doit être élevée.

Avec un régulateur LM 340, une Zener Z_1 type 1N 5359 de 24 V, des résistances $R_1 = 300\,\Omega$, 10 W, et $R_2 = 60\,\Omega$, 4 W, avec $R_3 = 1\,500\,\Omega$, 4 W, des transistors Q_1 = 2N 3055 et Q_2 = 2N 3643, une tension d'entrée de 60 V et 48 V en sortie, la tension appliquée au régulateur chute de 9 V en cas de court-circuit.

12.2.6. SÉCURITÉ A BLOCAGE

Dans certaines applications, ou tout simplement à titre de protection complète en cas de court-circuit partiel ou total de la charge, on souhaite bloquer complètement le régulateur sans arrêter l'alimentation en amont. C'est une telle commande de mise hors circuit que les Américains appellent *shutdown*. On l'exécute en utilisant un transistor de blocage précédent le régulateur, comme le montre le schéma de principe de la figure 12-9. Le transistor Q_1 est bloqué, ou saturé. L'application de ce concept mène à des schémas variés, parfois assez complexes, et se traduit par des courbes de limitation du courant de sortie telles que celles de la figure 12-10, caractérisées par un bel angle droit. Une telle protection interviendra souvent lorsque la température excédera les limites permises.

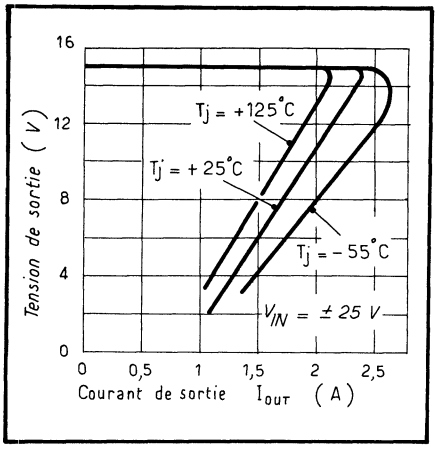


Fig. 12-10. — Action de la commande de blocage.

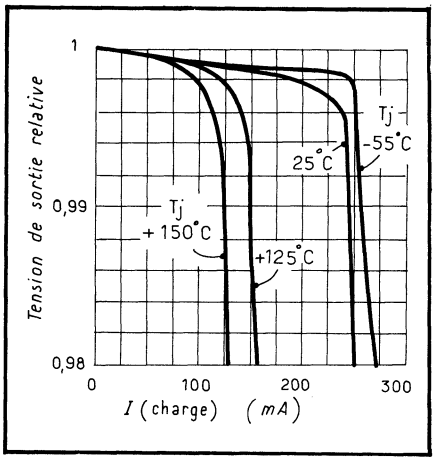


Fig. 12-11. — Action d'un délestage sur le courant de sortie.

12.2.7. PROTECTION PAR DÉLESTAGE

Une autre formule de protection consiste, non plus à bloquer brutalement la sortie, mais à réduire progressivement le courant dont la courbe « se replie », comme le montre la figure 12-11. On réduit ainsi la puissance dissipée par le régulateur, ce qui permet au circuit de « récupérer ». C'est ce qu'on appelle *le délestage*.

Là encore, les schémas pourront se révéler assez complexes; on en trouvera une bonne illustration (avec calculs) dans la brochure déjà citée de *National Semiconductor*.

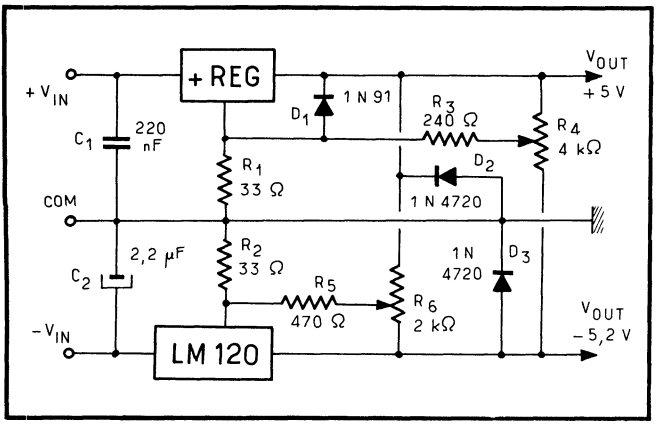


Fig. 12-12. — Alimentation régulée symétrique.

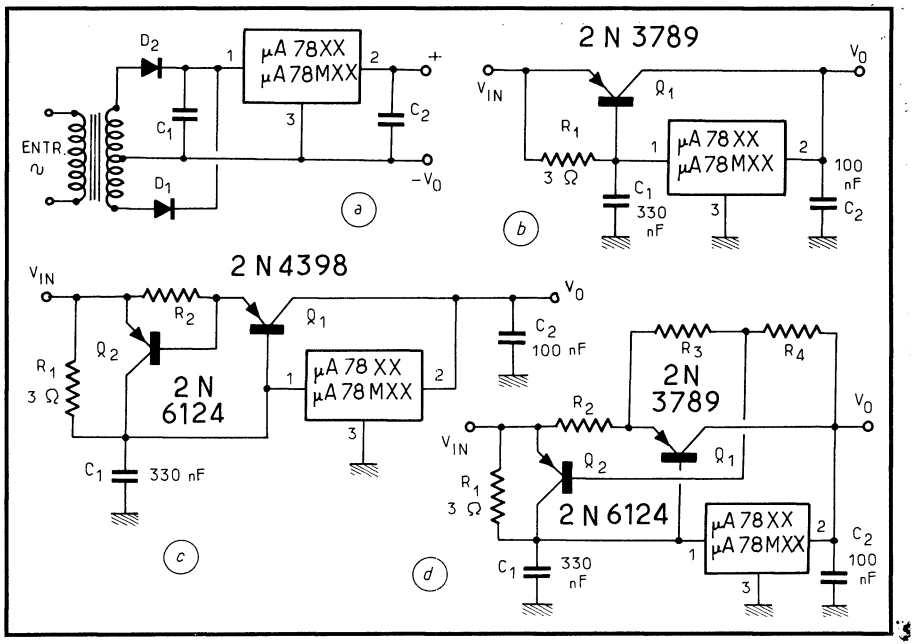


Fig. 12-13. — Montage de principe de l'alimentation intégrée en famille μA78 pour une dissipation de 15 W (a), avec transistor ballast (b), protection par blocage en cas de court-circuit (c), ou protection par délestage (d).

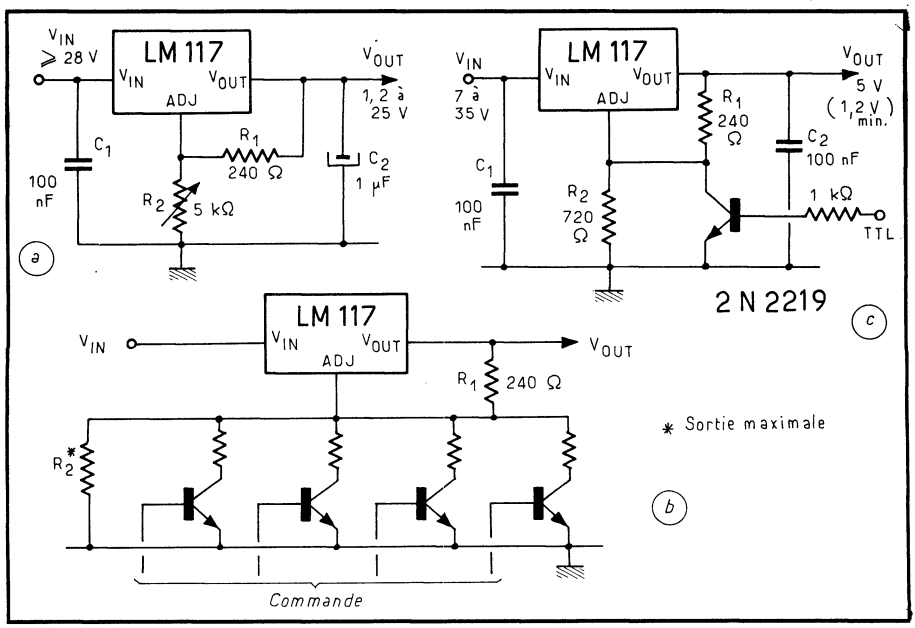


Fig. 12-14. — Montage du LM 117 (a), commandé numériquement (b), at avec protection (c).

12.2.8. TENSIONS DE SORTIE POSITIVE ET NÉGATIVE

Les mêmes principes prévalent pour des régulateurs fournissant des tensions de sortie positive ou négative. Parfois, le circuit intégré comportera un double régulateur fournissant simultanément des tensions symétriques rigoureusement appariées; ou alors, l'un des régulateurs asservira l'autre. A titre d'exemple, la figure 12-12 montre un montage symétrique avec réglage de deux tensions fixes, positive et négative.

12.2.9. QUELQUES EXEMPLES D'APPLICATIONS

Les schémas d'applications des alimentations linéaires à régulation série appliquent les principes décrits, en se conformant aux types de circuits retenus. Retenons pour commencer quelques exemples de régulation à tension fixe, pour la simplicité des schémas; dans ce cas, en effet, la tendance va vers l'utilisation de circuits régulateurs à 3 broches seulement.

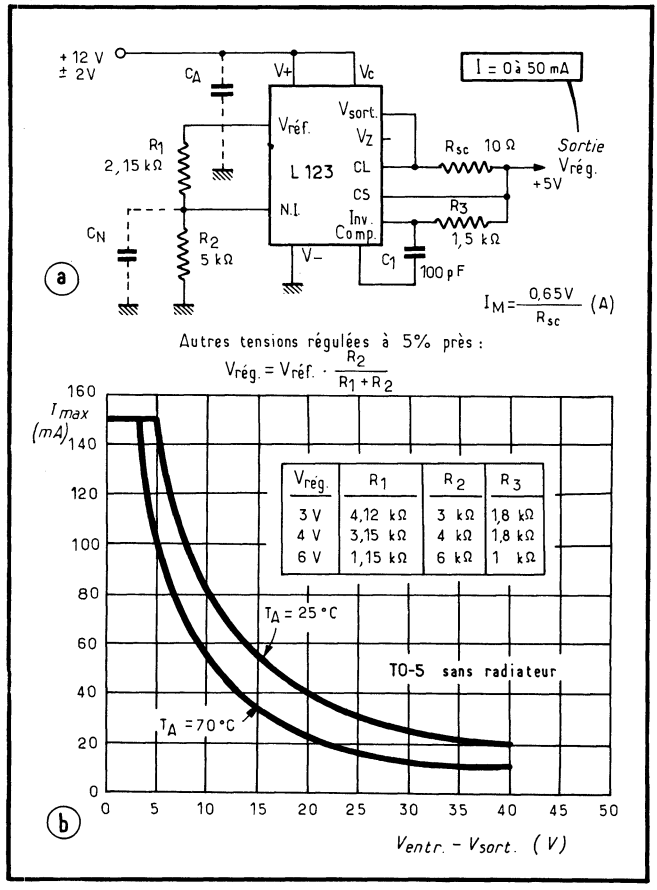


Fig. 12-15. — Montage fondamental du régulateur à tension de sortie inférieure à + 7 V (a). Débit maximal admissible pour le L 123 en boîtier TO-5 métallique sans radiateur (b).

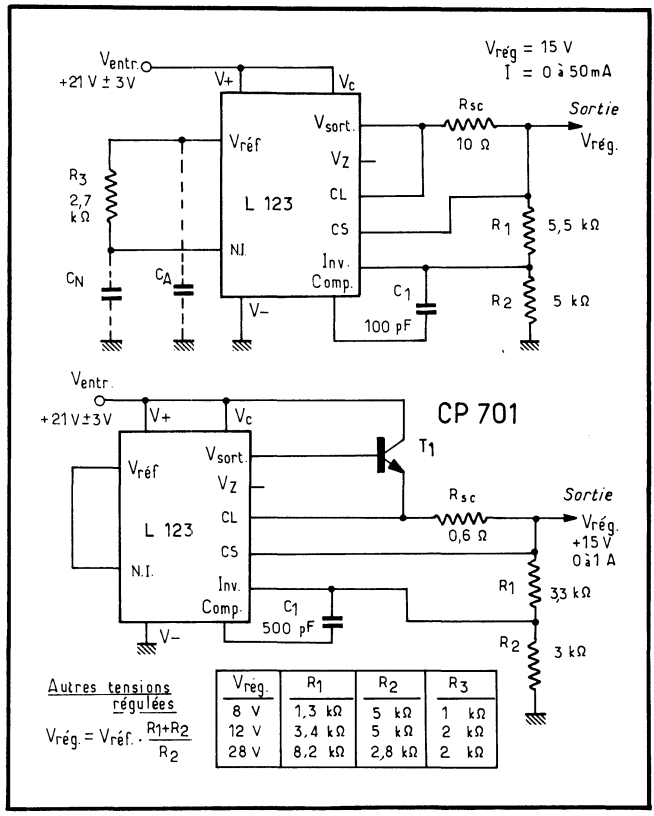


Fig. 12-16. — Deux régulateurs de tension moyenne positive (+ 7,5 à + 30V), le premier fournissant de 0 à 50 mA (a), le second de 0 à 1 A (b).

Soit les régulateurs de la série 78 de *Fairchild.* Le montage de base est donné figure 12-13 *a* pour une dissipation de 15 W (boîtier TO-3), un courant maximal de 1 A, des tensions d'entrée de 7 V min. et 40 V max. pour une sortie fixe comprise entre 5 V et 24 V. On accroît le courant de sortie avec le transistor ballast, en *b*, et on le protège d'un court-circuit de la charge grâce au transistor détecteur-bloqueur supplémentaire, en *c*. En *d*, on a établi une limitation de courant par délestage.

Pour pouvoir ajuster la tension de sortie, et toujours avec un régulateur à 3 broches, passons au LM 117 de *National Semiconductor*. Figure 12-14 *a*, la sortie est de 1,25 V $[1 + (R_2/R_1)]$; en *b*, on commande numériquement la tension de sortie, et l'on protège le régulateur en le bloquant grâce au montage *c*.

Passons maintenant à des régulateurs plus complexes, tels le L 123 de *SGS-Atès*. La figure 12-15 en donne un montage de base pour une tension de sortie inférieure à 7 V, et la figure 12-16 pour des tensions entre 7,5 V et 30 V.

Si les tensions d'entrée sont trop éloignées de la tension de sortie, et si l'on veut réduire la dissipation dans le régulateur, on le fait précéder par une « pré-régulation » à transistor ou à thyristor. La figure 12-17 montre un μA 723 de *Fairchild* fournissant de 3 à 25 V, précédé par un prérégulateur à thyristors qui maintient constante la différence de potentiel aux bornes du régulateur.

12.3. Alimentations à découpage

12.3.1. PRINCIPE

L'élément série dans un régulateur du type classique joue le rôle d'une résistance variable qui permet d'abaisser la tension d'entrée jusqu'à une valeur fixée. Cet élément est normalement un transistor qui doit être capable de dissiper une puissance égale au produit du courant en sortie par la différence des tensions entrée-sortie. La puissance à dissiper peut devenir excessive, particulièrement lorsque la tension d'entrée n'est pas bien régulée, et donc que la différence entre les tensions « entrée » et « sortie » peut être grande.

Les régulateurs de tension à découpage, par contre, peuvent fonctionner avec un excellent rendement, 75 % par exemple, même lorsque la différence de tension « entrée-sortie » est élevée. En fait, le rendement est pratiquement indépendant de cette différence de tension puisque le système fonctionne comme un convertisseur de puissance.

Les régulateurs de tension « à découpage » seront utiles pour les équipements utilisant une batterie unique lorsque les tensions nécessaires sont nettement plus faibles que la tension de batterie; c'est le cas par exemple pour les missiles, alimentés à partir d'une seule batterie de 30 V, et contenant un grand nombre de circuits intégrés logiques fonctionnant sous 5 V. Les régulateurs de tension à découpage sont également très utiles dans les véhicules spatiaux, pour lesquels les problèmes de rendement énergétique sont extrêmement importants. Enfin ils représentent souvent la solution la plus économique pour les applications du type industriel, puisque l'accroissement du rendement réduit le coût des transistors série et simplifie le problème de l'évacuation de chaleur.

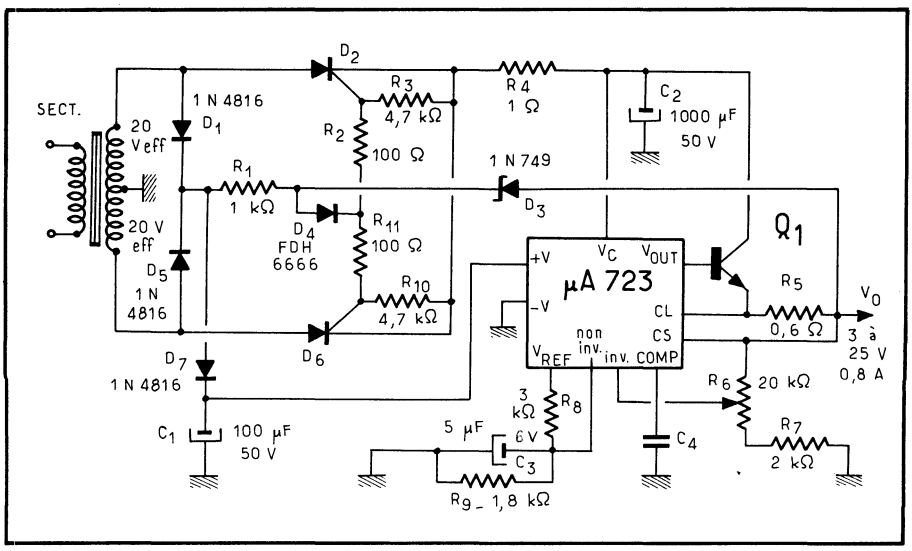


Fig. 12-17. — Montage avec pré-régulation à thyristor qui maintient constante la tension à l'entrée du régulateur.

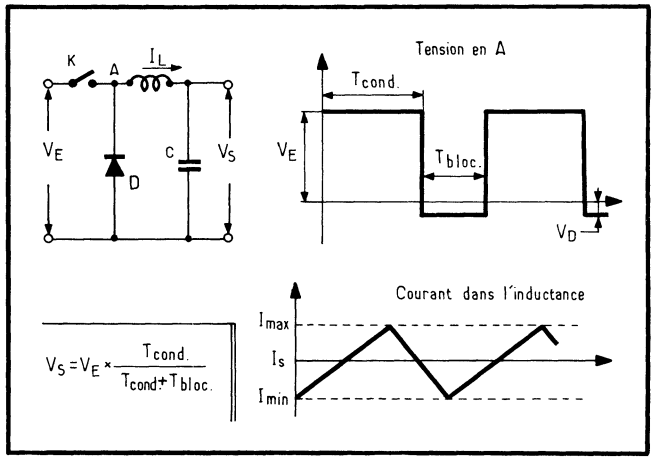


Fig. 12-18. — Principe de l'alimentation à découpage.

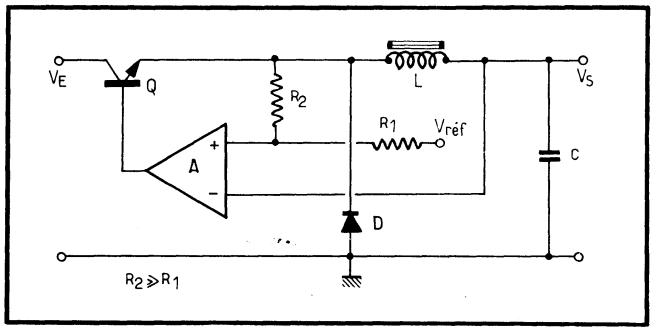


Fig. 12-19. — Synoptique d'une alimentation à découpage.

L'un des inconvénients présentés par les régulateurs à découpage est qu'ils sont plus complexes que les régulateurs du type linéaire. Dans le cas des régulateurs de puissance élevée, la complexité d'origine thermique ou mécanique est remplacée par une complexité électrique. Un autre inconvénient est qu'il existe en sortie une ondulation de tension résiduelle. Toutefois, cette ondulation peut être réduite à des valeurs de l'ordre de 10 mV et peut être aisément filtrée puisque sa fréquence est assez élevée. Une autre limitation est due au fait que le temps de réponse à une variation transitoire de la charge n'est pas toujours aussi rapide qu'il l'est avec les régulateurs du type linéaire. Mais ces défauts peuvent être supprimés par une conception correcte du circuit. Par contre, le taux de réjection vis-à-vis des variations transitoires de la tension d'entrée est aussi bon, sinon meilleur que pour les régulateurs linéaires.

Enfin il faut signaler que les régulateurs à découpage créent des appels de courant transitoire à travers la source de tension non régulée qui dépasse en valeur le courant de charge maximum. Dans certains cas, il peut en résulter des conséquences fâcheuses si un filtre adéquat n'est pas utilisé.

Le principe de l'alimentation à découpage est simple (fig. 12-18). Quand l'interrupteur se ferme, le courant croît dans la bobine de façon que :

$$V_E - V_S = L \frac{di}{dt}$$

Ce courant charge la capacité C et alimente la charge extérieure.

Quand l'interrupteur s'ouvre, le courant dans la bobine décroît et le condensateur commence à se décharger dans la charge. Le cycle recommence ensuite.

Le rôle de l'interrupteur est joué par le transistor de la figure 12-19. La faible réaction positive déterminée par le rapport des résistances R_1/R_2 et appliquée à l'entrée + de l'amplificateur d'erreur fait entrer le système en oscillations qui commandent la fréquence de découpage.

A la sortie du filtre LC, la tension moyenne dépend alors du rapport des durées T (conduction) et T (blocage).

12.3.2. EXEMPLES D'APPLICATIONS

Le LM 317 A de *National Semiconductor* s'insère dans le schéma de la figure 12-20 pour fournir 3 A entre 1, 8 et 32 V. Dans la figure 12-21, on a introduit une protection contre les surcharges : il peut fournir 4 A.

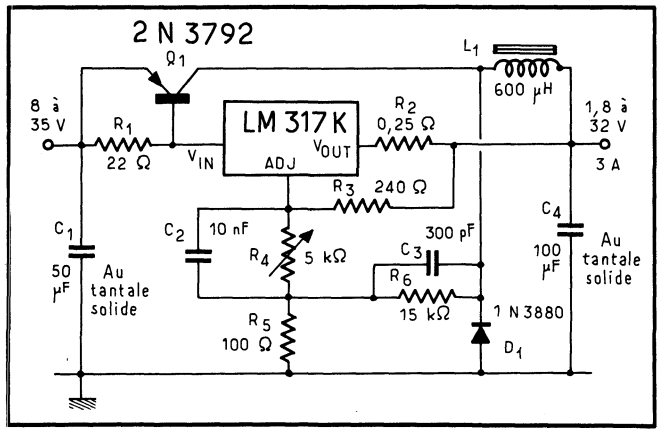


Fig. 12-20. — Alimentation à découpage simple, fournissant 3 A.

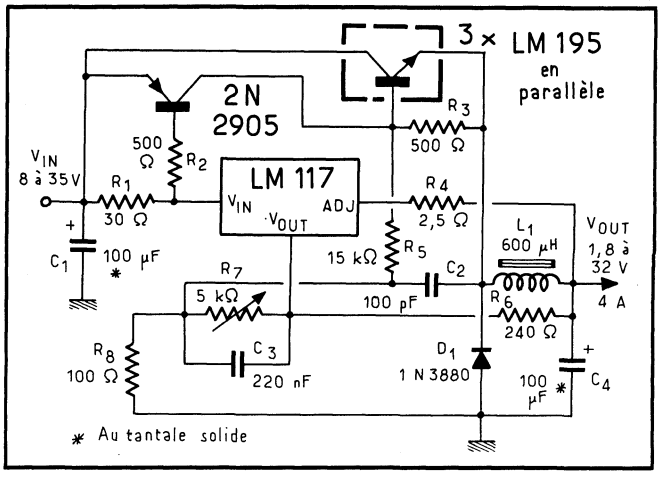


Fig. 12-21. — Alimentation à découpage protégée contre les surcharges.

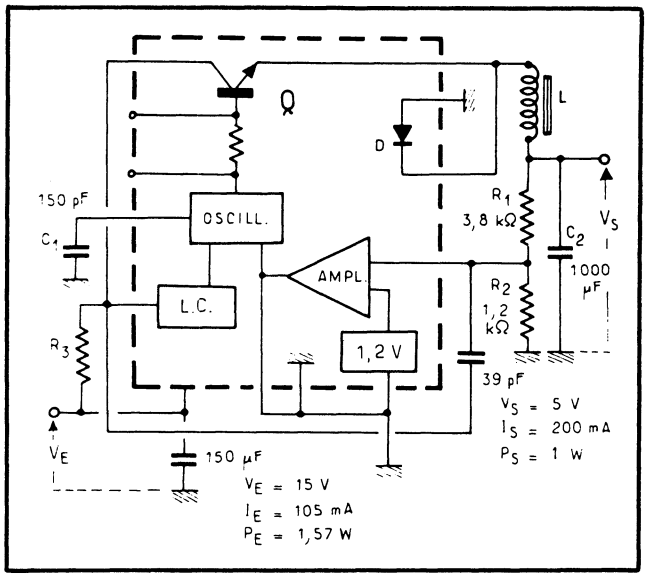


Fig. 12-22. — Schéma pratique d'une alimentation à découpage série. Rendement : 65 %; TC : 13 µs; fréquence : 24 kHz.

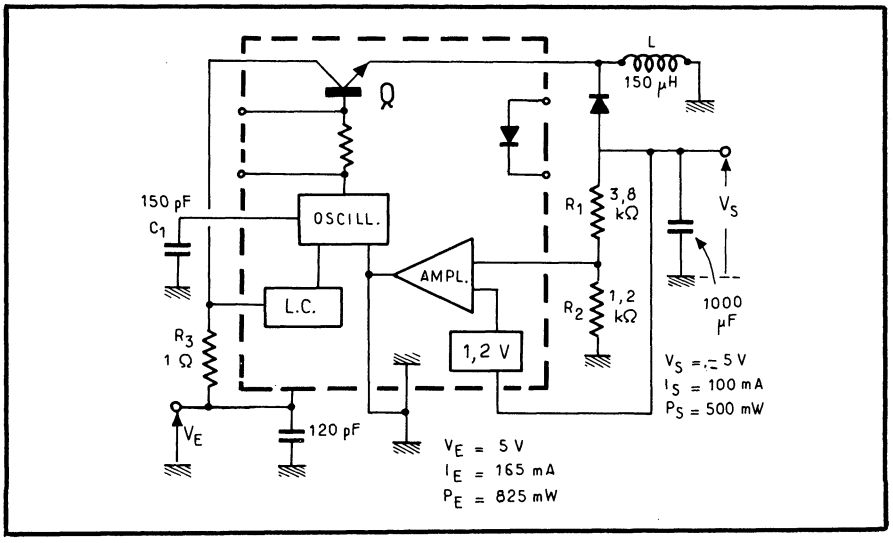


Fig. 12-23. — Alimentation à découpage pour tension négative de sortie.

Le TL 497 de *Texas*, lui, convient à de faibles puissances car il travaille à *fréquence variable*, pour un temps de conduction du transistor commuté fixe. On le voit dans la figure 12-22 fournissant 200 mA sous 5 V avec un rendement de 65 %; le temps de conduction est de 13 µs et la fréquence de l'ordre de 25 kHz. L'avantage de ce principe, c'est le petit nombre de composants externes nécessaires. La tension de sortie est donnée par $V_S = 1{,}2\,(1 + R_1/R_2)$, la tension interne de référence étant de 1,2 V.

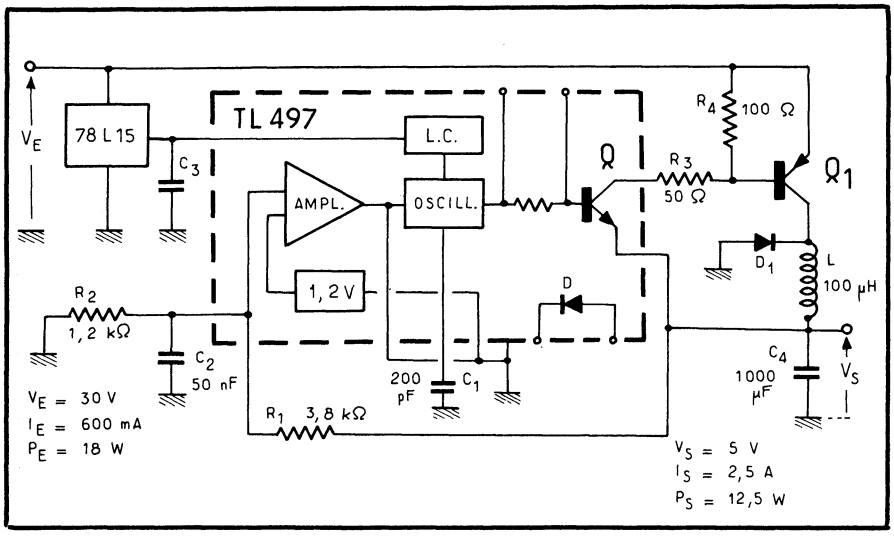


Fig. 12-24. — Utilisation d'un transistor de puissance.

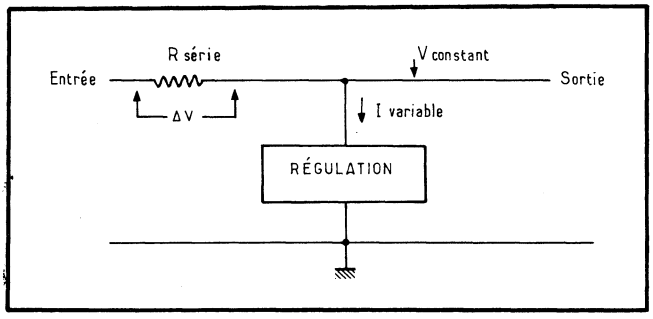


Fig. 12-25. — Principe de la régulation parallèle.

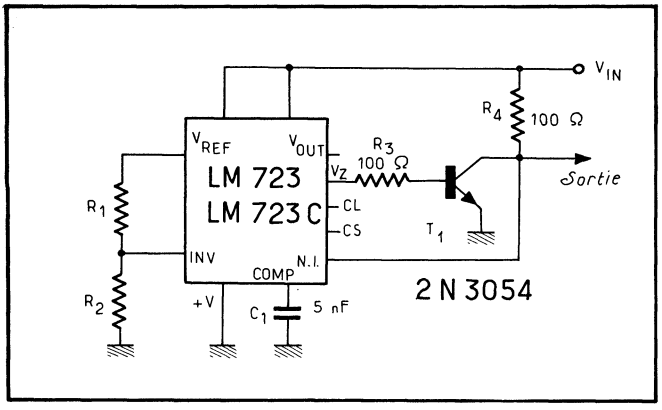


Fig. 12-26 . — Régulateur parallèle, du type linéaire.

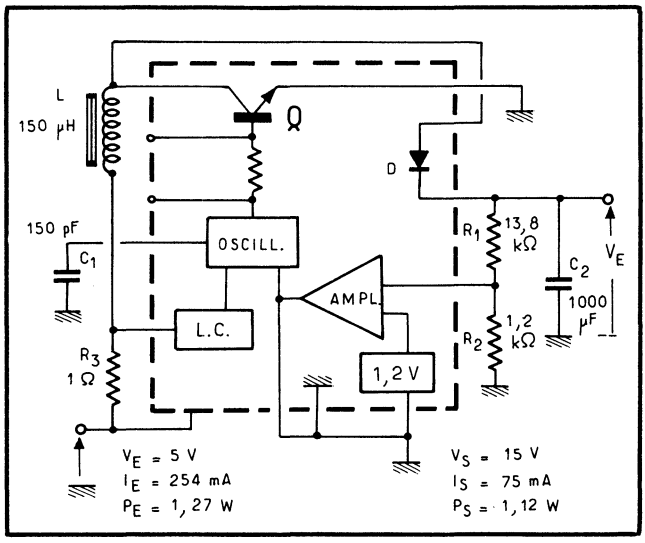


Fig. 12-27. — Montage élévateur de tension (alimentation à découpage du type parallèle). Rendement : 88 %.

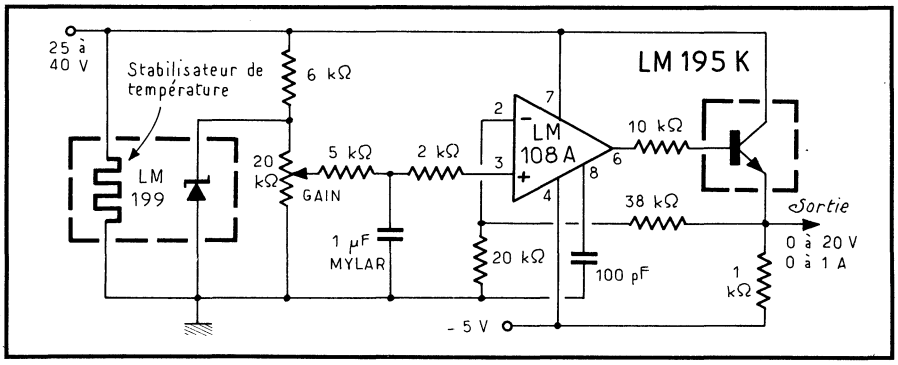


Fig. 12-18. — Utilisation d'une référence intégrée de tension de haute stabilité qui, attaquant en cascade un amplificateur opérationnel et un ballast, transforme le tout en une alimentation de haute stabilité fournissant 1 A de 0 à 20 V. Le LM 195 K est, en réalité, un système intégré comportant sa propre protection contre les surcharges.

S'agissant d'une tension négative, on passe au montage de la figure 12-23; en 12-24, l'intensité de sortie est de 2,5 A.

12.4. Alimentations à régulation parallèle

La régulation parallèle n'intervient que lorsque des situations particulières existent. Dans ce cas, l'alimentation vient en parallèle sur la charge et agit un peu à la façon d'une Zener : elle absorbe un courant variable qui, provoquant une chute de tension aux bornes d'une résistance série (fig. 12-25), maintient constante la tension de sortie.

Le LM 723 de *National Semiconductor* est ainsi monté en régulateur *linéaire* shunt dans la figure 12-26. La tension de sortie est de 5 V pour une régulation à

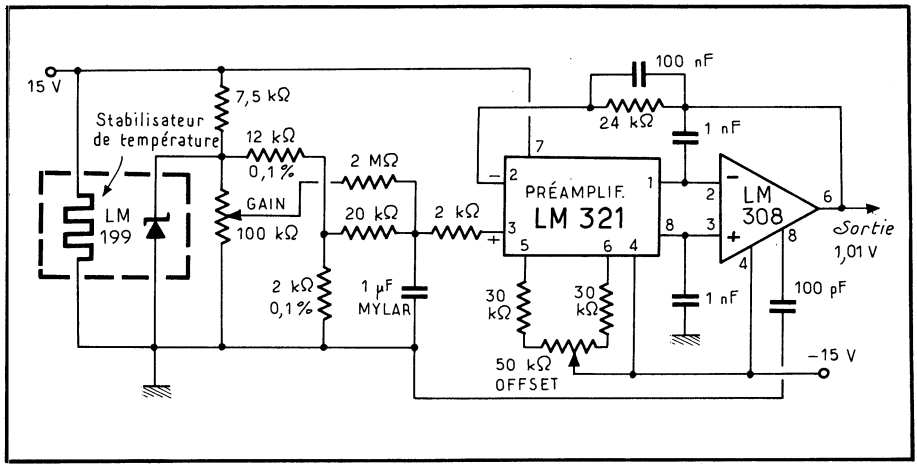


Fig. 12-29. — Variante du montage précédent : on aboutit à une cellule de référence 1,01 V de très haute stabilité, capable de remplacer l'étalon classique.

0,5 mV pour une variation de 10 V à l'entrée, et de 1,5 mV pour une variation de consommation de 100 mA.

Dans la figure 12-27, c'est le TL 497 de *Texas* qui est monté en alimentation *à découpage* shunt. Le rendement atteint 88 % et la tension de sortie peut être supérieure à la tension d'entrée, le montage agissant en convertisseur.

12.5. Utilisation d'amplificateurs opérationnels

Enfin, il n'est pas toujours besoin d'utiliser des alimentations régulées « prêtes à l'emploi » car, si l'on dispose d'une bonne référence, on pourra toujours attaquer un amplificateur opérationnel éventuellement suivi d'un transistor de puissance.

Une référence intégrée de haute précision sera, ainsi, le LM 199 de *National Semiconductor* dont la stabilité est de 1 ppm/°C pour une impédance dynamique de 0,5 Ω et qui peut travailler de 0,5 à 10 mA en fournissant quelque 6,9 V. Cette « diode » se compose, en réalité, d'un équivalent Zener et d'un circuit stabilisateur de température, en contact thermique, le substrat étant alors maintenu à 90 °C. Ce LM 199 attaque un amplificateur opérationnel, en référence, qui pourra directement fournir une tension constante ou qui sera suivi, à son tour, par un transistor de puissance (fig. 12-28). Grâce à un préamplificateur, le réseau à LM 1999 sera même capable de remplacer une cellule d'étalonnage avec 1,01 V de sortie (au lieu de 1,018 des cellules standard) et une dérive inférieure à 1 µV/°C si tous les éléments du circuit ont été bien calculés (fig. 12-29).

CHAPITRE 13

COMMANDE DE THYRISTORS ET DE TRIACS

13.1. Principes

Deux modes fondamentaux président à la commande de déclenchement des triacs :

— *le mode synchrone*, encore appelé commutation à tension nulle. Dans ce cas, le triac est déclenché au voisinage du zéro de la tension d'alimentation, ce qui supprime tout parasite de commutation (fig. 13-1);

— *la commande par angle de conduction :* à chaque alternance de courant, le triac est déclenché selon un angle de phase qui varie avec la puissance souhaitée. Cette commande est très facile à réaliser avec des composants discrets spéciaux (diac, UJT...) et semble offrir moins d'intérêt pour les circuits intégrés.

Lors de la commande synchrone, on s'aperçoit que si le triac laisse passer un nombre supérieur d'alternances d'une seule polarité (E, F, G...), une composante continue parfois gênante se manifeste. On préfère donc agir sur des périodes complètes.

Enfin, le déclenchement s'effectue généralement par application d'une seule impulsion à la gâchette du triac. Or, un train d'impulsions facilite la commande et offre l'avantage d'exiger peu d'énergie.

On va examiner ici comment se conçoit la commande des thyristors et triacs à l'aide de quelques circuits intégrés types qui serviront à illustrer les applications.

13.2. Commande synchrone (CA 3059)

La figure 13-2 donne le synoptique du CA 3059. Il est alimenté directement par le secteur, 117 ou 230 V, car il comporte une alimentation avec Zener incorporée, à la condition toutefois de le munir de la résistance chutrice extérieure indispensable. D'autre part, il fournit en sortie des impulsions positives, c'est-à-dire que le courant est appliqué dans le même sens à la gâchette de l'élément commandé, quel que soit le sens de l'alternance secteur.

Ramenée à +8 V et −8 V, la tension alternative secteur est appliquée au détecteur du passage à zéro, lequel fournit une impulsion à chaque passage à la tension nulle. D'autre part, la sortie du même limiteur d'entrée est appliquée à un pont de diodes ainsi qu'à un condensateur discret extérieur, de 100 μF; la tension d'alimentation des autres étages du CI est alors de 6 V.

L'amplificateur « tout ou rien » est, fondamentalement, un comparateur différentiel; il pilote l'étage final qui attaque la gâchette du thyristor commandé. Cet étage de sortie est « autorisé à fonctionner » lorsque toutes ses entrées sont au niveau haut.

Enfin, un circuit de sécurité bloque la sortie dans le cas où l'élément sensible extérieur, une thermistance par exemple, viendrait accidentellement à se couper ou à être court-circuitée.

Ainsi, une impulsion n'est délivrée à la sortie que si :

— la tension secteur passe par zéro;

— l'amplificateur « tout ou rien » fournit une sortie haute;

— la tension appliquée à la borne (1) est haute;

— la sortie du circuit de sécurité est haute.

13.2.1. FONCTIONNEMENT DU CI

On comprendra mieux le fonctionnement du CA 3059 en se référant à son schéma électrique réel, donné figure 13-3. Le détecteur de tension nulle comprend les diodes D_3, D_4, D_5 et D_6 et le transistor Q_1; l'amplificateur différentiel se compose

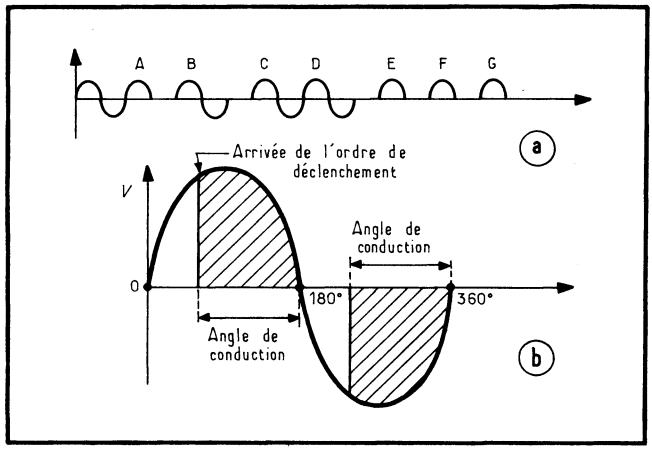


Fig. 13-1. — Déclenchement synchrone (*a*) et par angle de conduction (*b*) des triacs.

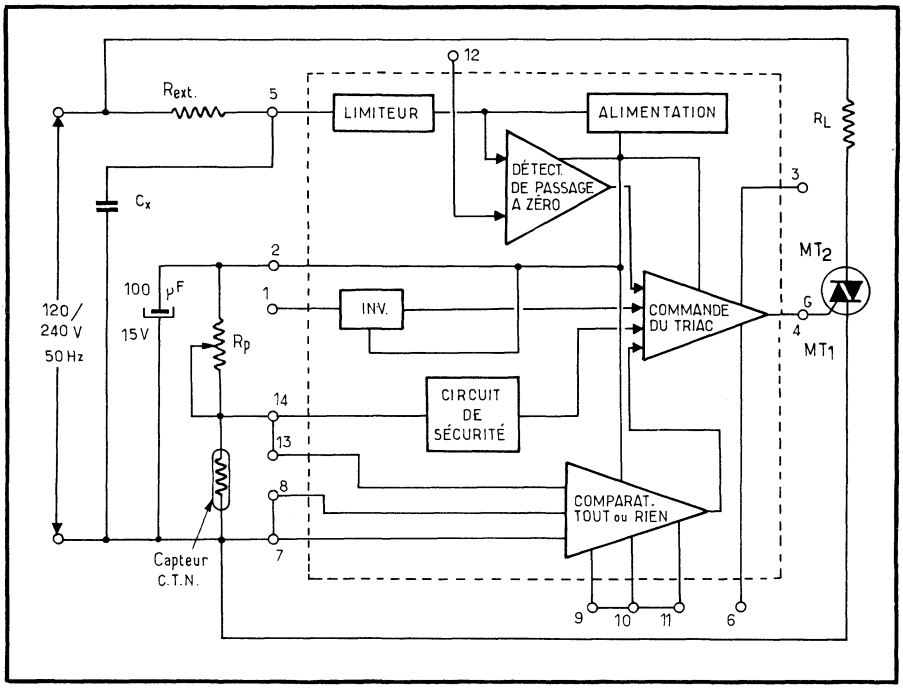


Fig. 13-2. — Synoptique du CA 3059 de RCA.

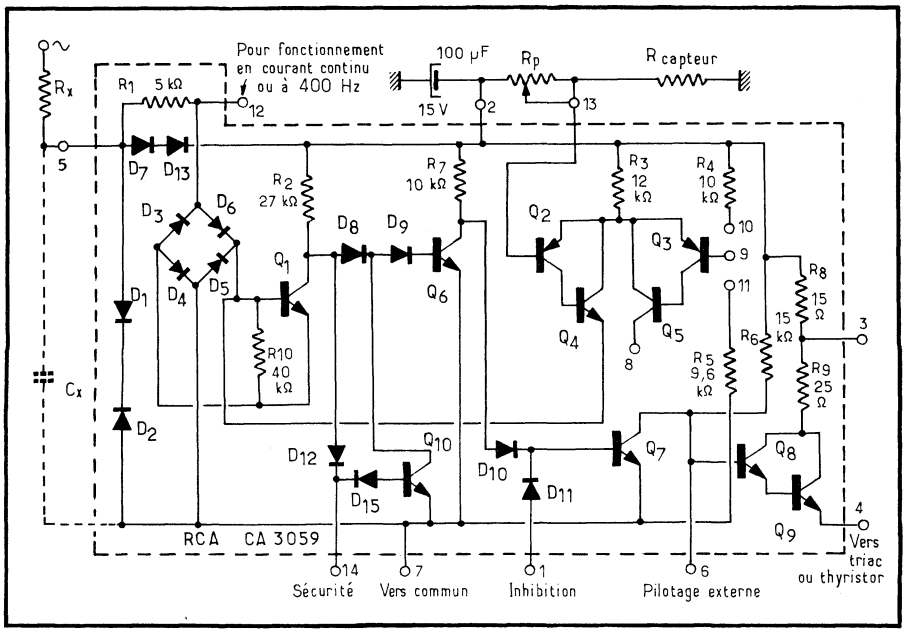


Fig. 13-3. — Schéma électrique du CA 3059.

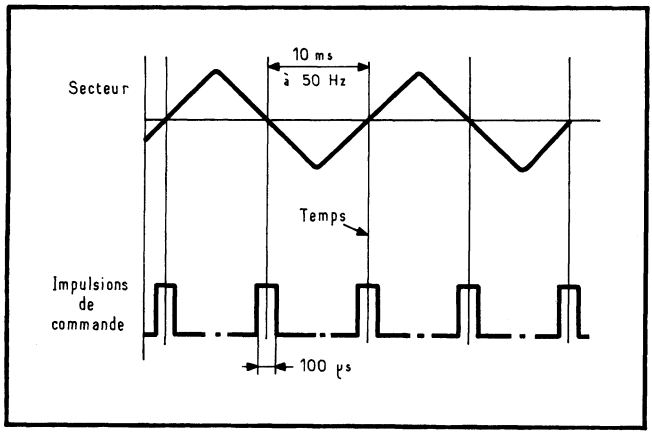


Fig. 13-4. — A chaque passage à zéro de la tension secteur (courbe du haut), le CA 3059 fournit une impulsion de sortie (en bas), si les autres conditions sont remplies.

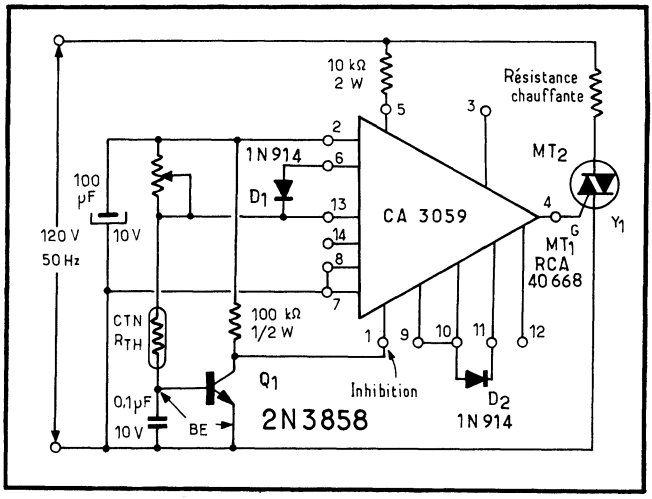


Fig. 13-5. — Montage du CA 3059 en régulateur par tout ou rien, avec mise en service du circuit de sécurité (qui bloque la sortie en cas de court-circuit ou de coupure de l'élément sensible de mesure, ici une thermistance.

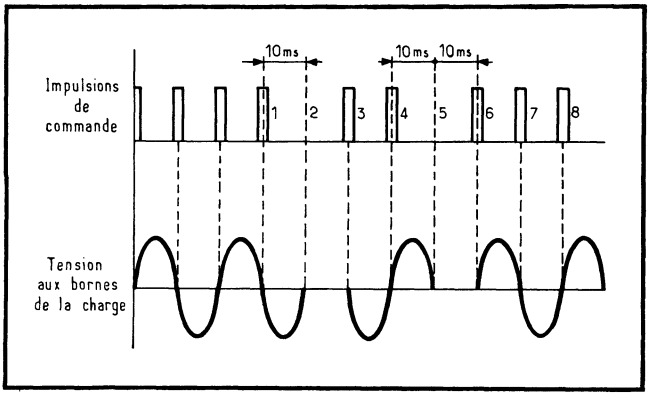


Fig. 13-6. — Le phénomène de la commande par suppression de demi-périodes; ce phénomène peut s'avérer gênant.

des paires Q_2-Q_4 et Q_3-Q_5; les transistors Q_6, Q_7, Q_8 et Q_9 constituent les étages pilote et de sortie, tandis que la « sécurité » est assurée par D_{12}, la Zener D_{15} et le transistor Q_{10}. Enfin, l'alimentation comprend les diodes D_7 et D_{13}, une résistance et un condensateur externes connectés aux bornes (5) et (2) et la masse, borne (7).

Lorsque Q_2-Q_4 et Q_1 sont bloqués, une tension apparaît à la borne de sortie (4). Le transistor Q_1 est bloqué lorsque la tension secteur est inférieure à la chute de tension produite par trois diodes au silicium (donc, environ 2,1 V), quelle que soit la polarité de l'alternance considérée. La paire Q_2-Q_4 est bloquée lorsque la tension aux bornes de la termistance extérieure, connectée entre (13) et (7), excède la tension de référence appliquée entre (9) et (7).

Pour mettre la « sécurité » en service, il est nécessaire de relier (13) à (14). Enfin, l'addition d'une hystérésis dont nous verrons le rôle plus loin est obtenue en connectant un diviseur résistif entre (13) et (8), et (8) et (7).

Le CA 3059 fournit ainsi des impulsions au passage à zéro (fig. 13-4) de 90 mA crête, à une fréquence de 50 Hz, 60 Hz ou 400 Hz. Son courant d'entrée est faible et de l'ordre de 1 µA max., tandis que son courant de sortie reste de 10 µA max. à l'état bloqué. Il fonctionne de −40 à +85 °C et est présenté en boîtier à double rangée de connexions (« DIL ») à 14 sorties.

En principe, la charge appliquée au thyristor ou au triac doit être résistive. Si elle est inductive ou si son facteur de puissance est faible, il peut être nécessaire de retarder légèrement l'impulsion de sortie, ce que l'on obtient en connectant une capacité C_x entre bornes (5) et (7) (fig. 13-2).

Enfin, on peut supprimer le fonctionnement par alternances entières du CA 3059 en reliant (12) à (7), c'est-à-dire en mettant hors-circuit le détecteur de passage à zéro. La tension de sortie dépend alors de l'état du comparateur différentiel.

13.2.2. LE SYSTÈME DE SÉCURITÉ

Pour que le système de sécurité fonctionne, il faut que la résistance de la thermistance soit inférieure à quatre fois la résistance du potentiomètre R_p, faute de quoi, la Zener D_{15} risquerait d'être débloquée en permanence : cet état correspond à la détection d'un « circuit capteur coupé ».

Si l'on ne peut malheureusement pas réduire l'impédance du capteur, il est nécessaire de recourir à un schéma quelque peu modifié (fig. 13-5), utilisant un transistor Q_1 et une diode D_1 supplémentaires. Là, Q_1 est conduit à saturation par le courant traversant la thermistance, et il court-circuite la borne (1) à la masse. Le capteur peut alors présenter une résistance supérieure au mégohm.

Si le capteur se coupe, Q_1 se bloque et un courant est appliqué en (1), bloquant le CA 3059. Si le capteur est court-circuité, la diode D_1 conduit et, de même, bloque le circuit. La diode D_2 sert à la compensation en température de la jonction base-émetteur de Q_1. Avec ce dernier montage, les bornes (13) et (14) ne doivent plus être reliées.

13.2.3. ROLE DE L'HYSTÉRÉSIS

Les 10 ms qui séparent chaque passage à zéro (à 50 Hz) sont suffisantes pour que le comparateur change éventuellement d'état : ainsi, l'impulsion numéro 4 (fig. 13-6) existe à la sortie du CA 3059, mais la numéro 5 a été supprimée. L'intro-

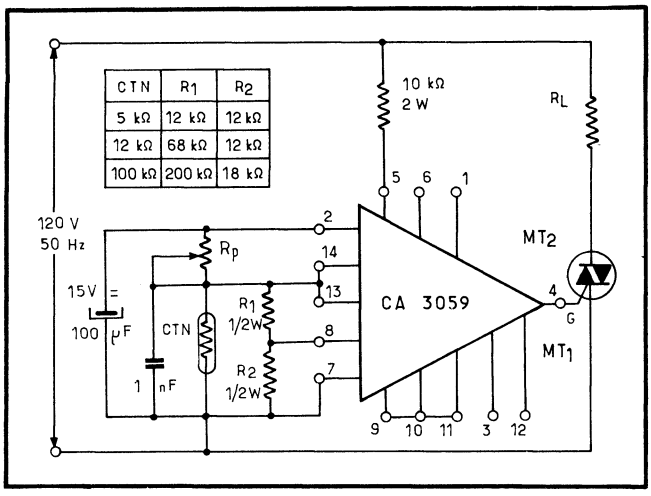


Fig. 13-7. — Le CA 3 059 en régulateur par tout ou rien, avec hystérésis.

Fig. 13-8 (ci-contre). — Pour accroître et ajuster, éventuellement, l'hystérésis, on recourt à ce montage où le CA 3 059 fonctionne en tout ou rien.

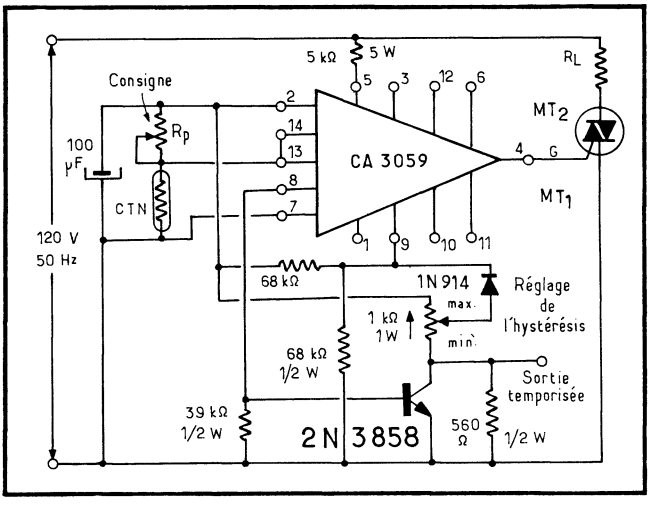
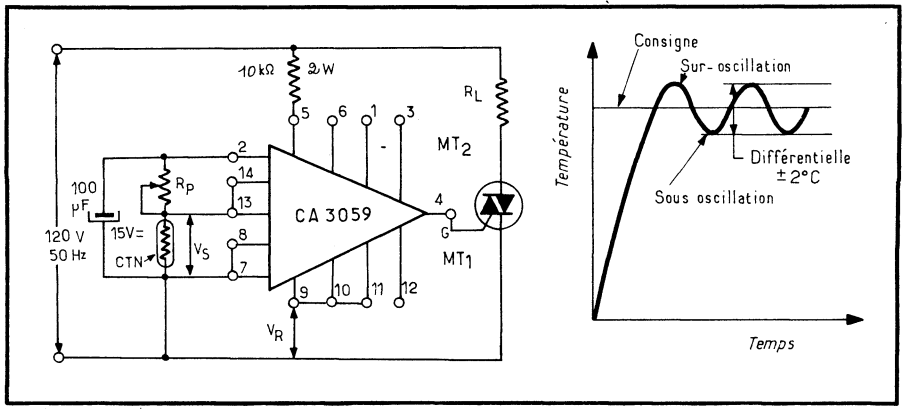


Fig. 13-9 (ci-dessous). — C'est là, le montage fondamental du CA 3 059 en régulateur par tout ou rien : on notera le peu d'éléments discrets périphériques qu'il exige.



duction d'une hystérésis évitera un blocage trop constant par demi-périodes du même signe : on l'obtient grâce à une boucle de réaction (positive) créée à l'aide des résistances R_1 et R_2 (fig. 13-7).

Un montage plus élaboré est proposé figure 13-8, où l'hystérésis peut dépasser ± 10 %. Le transistor Q_1, qui fournit la réaction, peut éventuellement commander une temporisation auxiliaire (la sortie est alors prise sur son collecteur). Enfin, l'élimination complète de la commutation par demi-périodes est obtenue par un mode dit par périodes entières, comme on le verra plus loin.

13.2.4. RÉGULATION DE TEMPÉRATURE PAR TOUT OU RIEN

Le schéma de la figure 13-9 *a* montre comment l'on réalise une régulation de température par tout ou rien : le triac est débloqué au passage à zéro lorsque la tension V_S excède la tension de référence V_R. La courbe caractéristique de cette régulation est donnée en 13-9 *b*.

13.2.5. COMMANDE PROPORTIONNELLE

Dans le cas d'une commande proportionnelle, la puissance appliquée à la charge est réduite proportionnellement à la tension d'erreur qui traduit la différence « tension désirée — tension mesurée » (fig. 13-10 *a*). En effet, l'oscillation qui caractérise la régulation par tout ou rien, autour du point de consigne, est due à l'inertie thermique du système chauffant, et cette plage différentielle peut être réduite si l'on « anticipe » quelque peu, en réduisant graduellement la puissance appliquée à l'approche de la consigne.

Pour ce faire, il faut agir sur le rapport temps de blocage/temps de déblocage du triac, ce que l'on obtient en superposant des dents de scie à la commande, plus précisément en appliquant une tension en rampe (fig. 13-10 *b*) à la seconde entrée de l'amplificateur différentiel, afin d'élever son seuil de déclenchement.

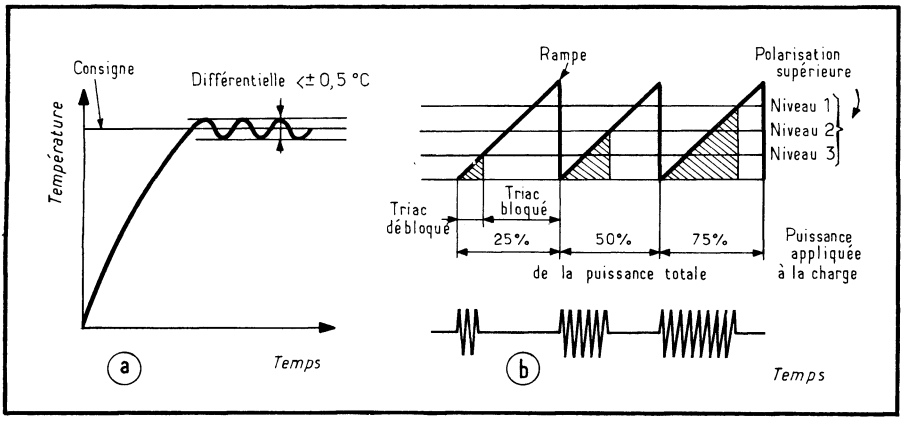


Fig. 13-10. — Pour réduire la plage différentielle inhérente à la régulation tout ou rien, on passe à la régulation proportionnelle (a). Pour ce faire, on superpose une rampe (b) à la tension de commande qui « anticipe » l'action du régulateur.

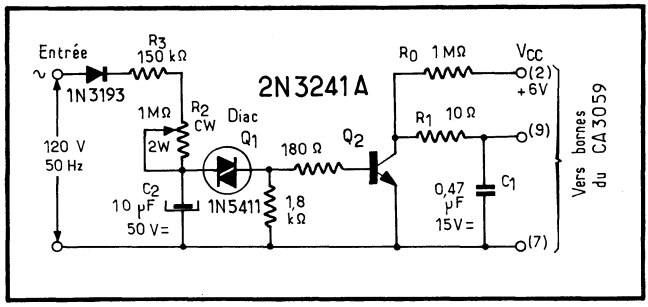


Fig. 13-11. — Schéma d'un générateur de rampe.

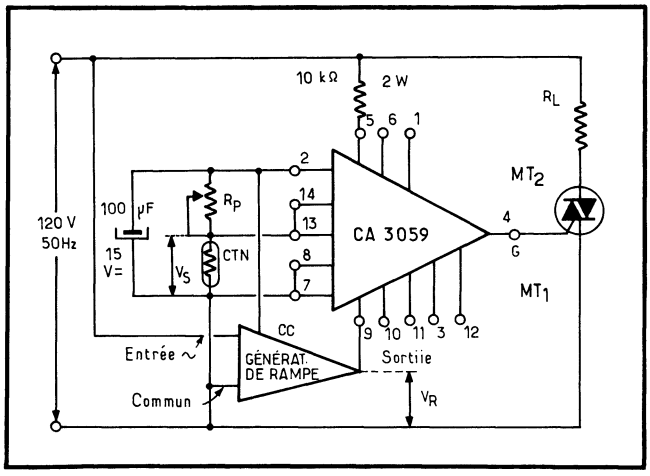


Fig. 13-12. — Montage du CA 3059 en régulateur proportionnel.

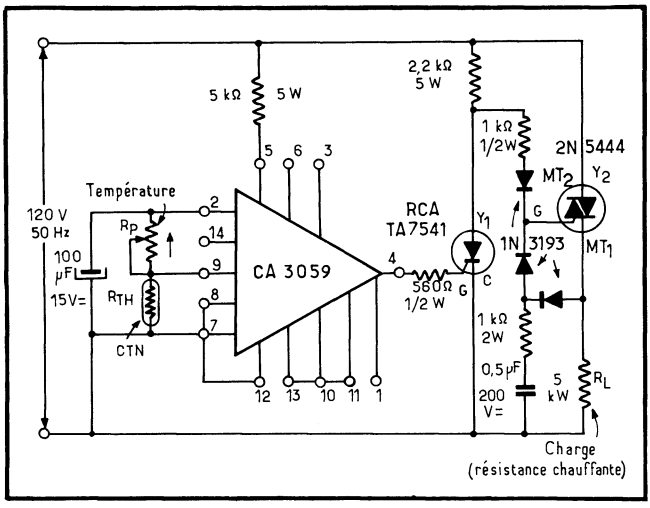


Fig. 13-13. — Régulation par périodes entières éliminant l'effet de la suppression de demi-périodes. En commande proportionnelle, (10), (11) et (13) ne sont pas connectées, le générateur de rampe attaquant précisément (13).

Le schéma du générateur de rampe est donné figure 13-11 : c'est le condensateur C_1, se chargeant à travers R_0 et R_1, qui produit ce signal (dont la linéarité n'a pas besoin d'être excellente, eu égard aux non-linéarités du système thermique). La base de temps est déterminée par R_2 et R_3, par C_2, et par la tension de déclenchement du diac 1 N 5411. Ce dernier déclenche à environ 32 V, débloquant Q_2, ce qui permet à Cs de se décharger (retour de la dent de scie). Grâce à R_2, la constante de temps peut varier de 0,3 à 2 s : elle doit être longue comparée à la période du secteur, mais plus courte que la constante thermique du système commandé. La figure 13-12 montre une application de ce montage.

13.2.6. COMMANDE PAR PÉRIODES ENTIÈRES

Pour éliminer totalement l'hystérésis et la régulation par suppression de demi-périodes — qui, notons-le en passant, peut contribuer à donner naissance à une composante continue et à charger dangereusement les transformateurs de puissance —, on recourt à la commande par cycles complets.

Dans ce cas, le capteur est connecté entre bornes (7) et (9) comme le montre la figure 13-13, afin de compenser l'inversion de phase produite par le thyristor Y_1. Bien que (12) soit relié à (7), la charge est alimentée au passage à zéro, mais le circuit de sécurité ne peut plus être mis en service : (13) et (14) ne sont plus connectés.

Lorsque la température mesurée est basse par rapport à la consigne, la résistance de la thermistance est élevée et un signal de sortie apparaît en (4) au passage à zéro de la tension secteur. Supposons qu'avec l'alternance considérée, Y_1 reste bloqué : le triac Y_2 est alors rendu conducteur directement par l'alternance secteur, positive par exemple; la puissance est appliquée à la charge R_L et C se charge à la tension de crête.

Lors de l'alternance « négative », C se décharge via la gâchette du triac et, grâce au réseau diode-résistance-capacité, le déclenche : ainsi, le fonctionnement s'effectue bien sur une période intégrale du secteur. On conçoit qu'à l'inverse, lorsque la température de consigne est atteinte, le blocage s'effectue également par périodes entières.

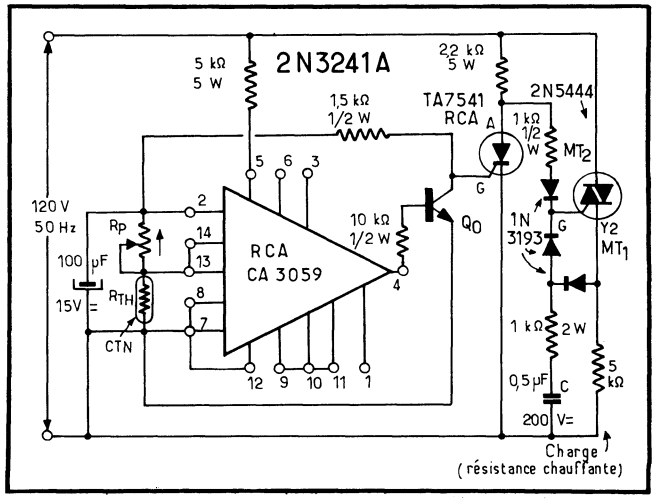


Fig. 13-14. — Variante de la régulation par périodes entières, permettant de remettre en service le circuit de sécurité. En commande proportionnelle (9), (10) et (11) restent en circuit ouvert, le générateur de rampe attaquant (9).

Enfin, une variante de ce montage est donnée figure 13-14 où le circuit de sécurité est remis en service : un transistor supplémentaire, monté en inverseur, a permis de rétablir le schéma original de connexion du capteur. Ce dernier schéma peut se convertir en véritable commande intégrale, à la condition d'attaquer la borne (9) par une tension en rampe, (10) et (11) restant en l'air.

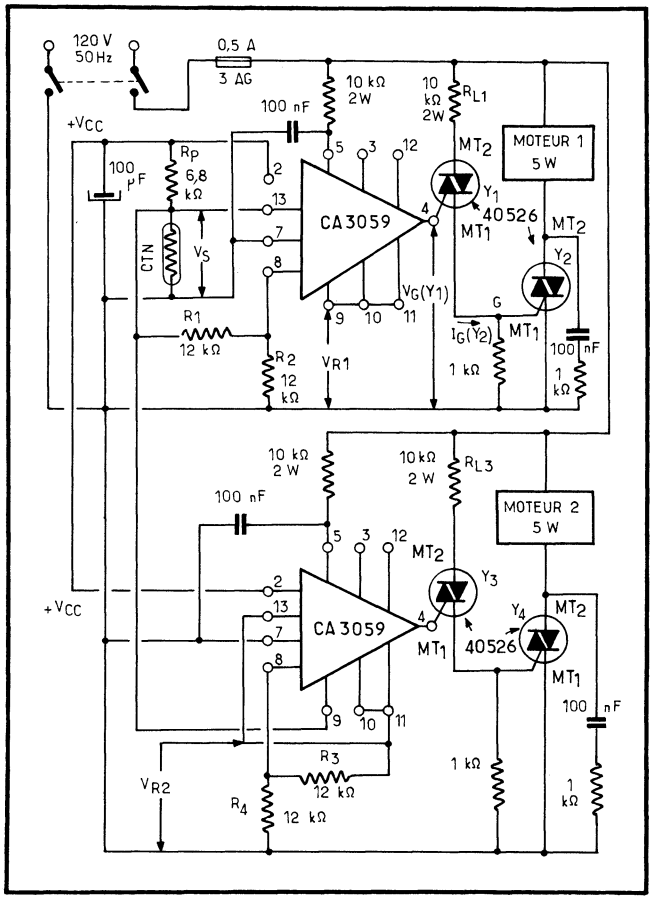


Fig. 13-15. — Réalisation d'une commande mini-maxi pour deux moteurs, mis en service selon que la tension VS est supérieure ou inférieure aux consignes VR1 et VR2.

13.2.7. COMMANDE « MINI-MAXI »

Il est facile de concevoir une commande mini-maxi (fig. 13-15) : le moteur 1 se met en route lorsque la tension V_S aux bornes du capteur dépasse la consigne V_{R1} ; si V_S devient inférieure à la consigne V_{R2}, c'est le moteur 2 qui démarre.

Du fait que les moteurs constituent une charge inductive, deux triacs se sont avérés nécessaires pour chaque circuit CA 3059, mais ils sont bien commutés au moment précis où la tension secteur s'annule; les triacs ont été choisis à haute sensibilité, et la dissipation dans R_{L1} est de 2 W.

13.2.8. COMMENT ISOLER ÉLECTRIQUEMENT LE CAPTEUR

Certaines applications exigent que le capteur soit électriquement isolé de la charge. On aboutit facilement à ce résultat à l'aide du schéma de la figure 13-16. Le transformateur d'impulsions T_1 sépare la sortie du CA 3059 de la gâchette du triac, tandis que T_2 remplit le même office entre le circuit intégré et le secteur; T_1 introduisant un léger déphasage, on connecte un condensateur C_1 à la borne (5) pour retarder sensiblement l'impulsion de sortie appliquée à Y_1.

13.2.9. COMPARATEUR INDUSTRIEL

Le comparateur différentiel que nous allons décrire convient parfaitement aux appareils de tri du genre « *bon-pas bon* » (le « *go-no go* » des Américains). Par ailleurs, il s'applique essentiellement au tri industriel où la grande résolution et la rapidité ne sont pas des conditions impératives.

Pour remplir cette fonction, le CA 3059 doit voir son circuit détecteur du passage à zéro inhibé, ce que l'on obtient en reliant (12) à (7), comme le montre la figure 13-17.

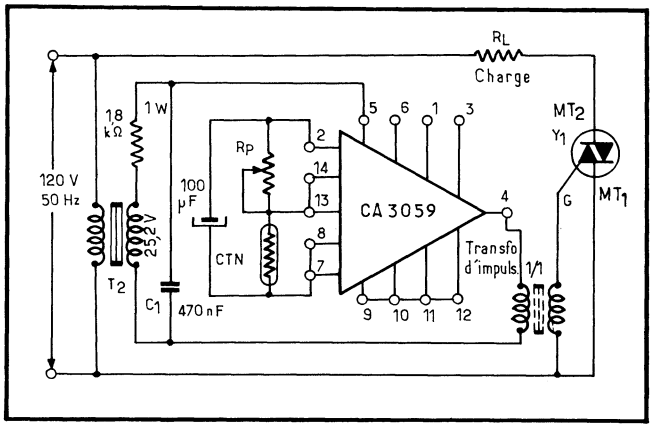


Fig. 13-16. — Comment l'on parvient à isoler électriquement le circuit de mesure (capteur) et de commande (CA 3059) du circuit de puissance.

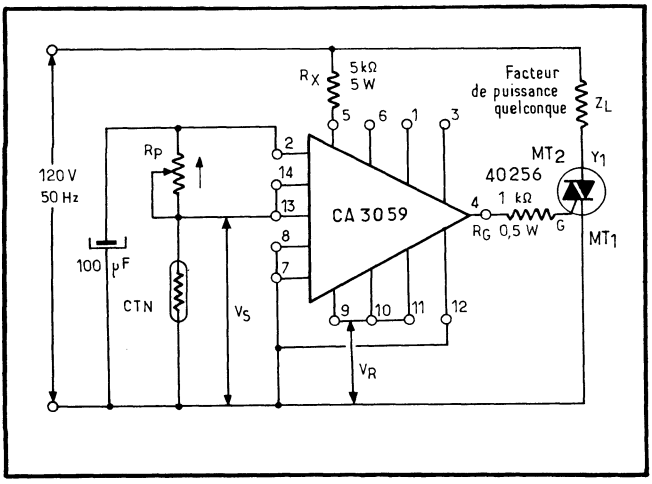


Fig. 13-17. — Conception d'un comparateur industriel fournissant l'indication « bon - pas bon ».

L'un des avantages de ce montage sur les comparateurs habituels, c'est qu'il n'est plus nécessaire de prévoir une alimentation en courant continu. Cependant, le courant de sortie est, ici, limité à 3 mA environ en raison de la présence de $R_G = 1\ k\Omega$. La sensibilité est alors de 50 mV pour un temps de réponse supérieur à 20 µs (contre 2 mV et 90 ns pour un comparateur industriel classique).

13.2.10. COMMANDE COUP PAR COUP

Le schéma de la figure 13-18 donne le montage du CA 3059 déclenchant un triac par alternance seule — négative ou positive — lorsque le poussoir PB-1 est enclenché (à quelque instant que ce soit) : le triac ne laissera passer qu'une seule demi-période, même si le poussoir reste enclenché. Pour réarmer, il suffira de relâcher PB-1.

Cette application convient à tous les appareillages à solénoïde commandant un marteau, par exemple pour l'impression de résultats, la perforation de cartes, etc.

13.2.11. COMMANDE DE FLASHES

On sait que la résistance d'une lampe à incandescence est bien plus faible à froid qu'à chaud; à l'allumage, en conséquence, celle-ci exige une pointe de courant qui peut atteindre 10 fois la valeur du courant de crête en régime stable. Lors d'allumages aléatoires, on risque donc de détruire le triac qui commande la lampe

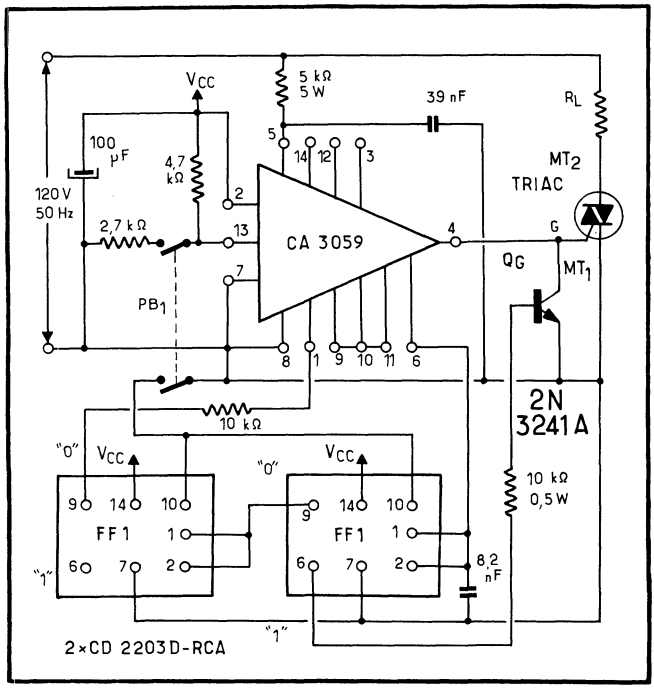


Fig. 13-18. — Synoptique de la commande coup par coup.

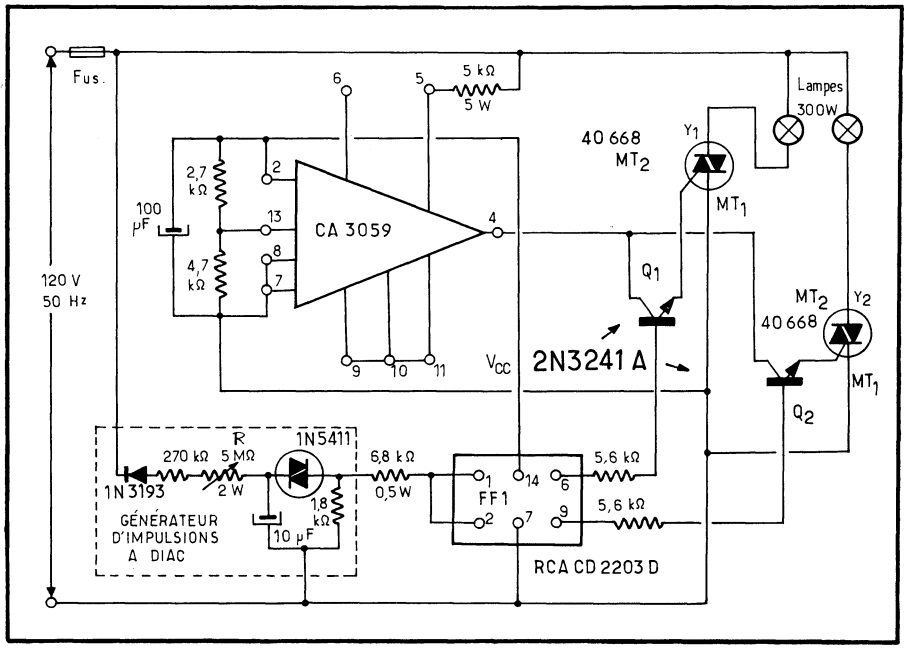


Fig. 13-19. — Commande synchrone d'un flash à lampes à incandescence, recourant à un CA 3 059.

considérée s'il se produit un « point chaud » dans celui-ci à moins de le « surdimensionner » ou... de recourir au montage suivant.

Selon ce dernier (fig. 13-19), la commutation s'effectue au passage à zéro de la tension secteur, ce qui contribue à réduire le d*i*/d*t*, donc la crête du courant d'allumage. Accessoirement, les parasites sont supprimés et la longévité de la lampe considérablement accrue. Ce montage convient donc aux flashes et il est capable de fournir de 10 à 120 éclairs à la minute.

L'état du flip-flop FF-1 permet d'autoriser ou de bloquer la commande des triacs Y_1 et Y_2 grâce aux transistors Q_1 et Q_2 dont il attaque les bases : un triac est, ainsi, toujours en service lors du passage à zéro de la tension secteur.

En ajoutant à ce montage un troisième triac avec sa logique de commande, on pourrait piloter des feux tricolores, par exemple.

13.2.12. UN COMMUTATEUR PRESQUE PARFAIT

Ce commutateur (presque) parfait, c'est le triac déclenché à la tension nulle (ce que l'on ne sait pas faire avec les commutateurs mécaniques!). Le montage en est donné figure 13-20 : lorsque le contact électrique entre (14) et (7) est ouvert, le prochain passage à la tension nulle du secteur donne naissance à une impulsion en (4).

En variante, le montage de la figure 13-21 fonctionne à l'inverse : le déclenchement s'effectue lorsque l'on ferme le contact S_1. Avec les triacs 2 N 5444 indiqués ici, la charge peut consommer jusqu'à 40 A.

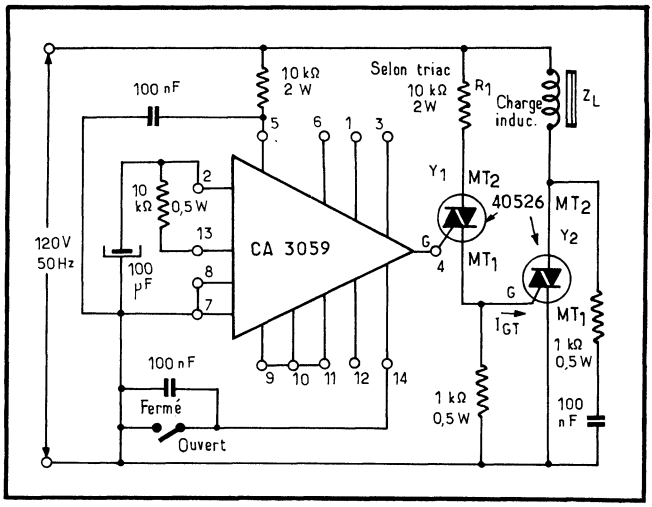


Fig. 13-20. — Réalisation d'un commutateur déclenchant au passage à zéro de la tension secteur lorsque l'interrupteur est mis en position « ouvert ».

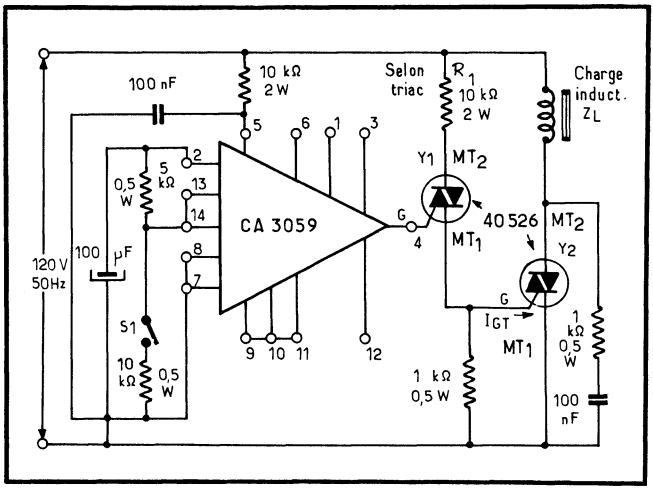


Fig. 13-21. — Variante du montage précédent : le commutateur déclenche lorsque l'interrupteur ferme le circuit électrique à la borne (13).

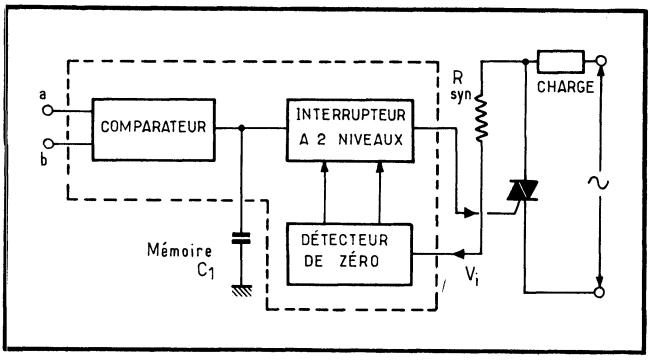


Fig. 13-22. — Synoptique du µA 742 dans une application typique.

13.3. Commande synchrone par paquets de périodes entières à l'aide du μA 742

Dans le circuit intégré μA742 de *Fairchild*, le déclenchement à zéro par périodes entières est obtenu à l'aide d'une capacité de mémoire C_1 et d'un interrupteur à deux niveaux qui décharge partiellement la capacité au tout début d'une alternance, puis complètement au début de l'alternance suivante (fig. 13-22).

La figure 13-23 donne le schéma de principe de cet « interrupteur à deux niveaux ». Le détecteur de zéro est constitué par les deux transistors T_1 et T_2 qui mettent en conduction respectivement T_3 au début de l'alternance positive et T_4 au début de l'alternance négative (T_3 et T_4 sont des thyristors à gâchette d'anode). La diode Zener D_Z a pour but de limiter à environ 8 V la tension résiduelle sur C_1 après l'alternance négative. Le courant de déclenchement pour l'alternance positive qui suit est fourni par la charge résiduelle correspondant à cette tension.

Son application la plus simple consiste en la commande d'un triac, sans hystérésis (fig. 13-24). Son alimentation est assurée par le secteur, *via* la résistance série R_{DR}. Le pont d'entrée, avec ses quatre résistances de 10 kΩ, attaque un étage différentiel d'entrée qui commande le fonctionnement du circuit. Enfin, la résistance notée R_{SYN} sert à la synchronisation à tension nulle.

Le schéma de la figure suivante (fig. 13-25) fait appel à une source continue séparée, de 24 V, pour alimenter le circuit intégré. De plus, une hystérésis est fournie par l'ensemble condensateur de 0,33 μF et résistance de 100 Ω.

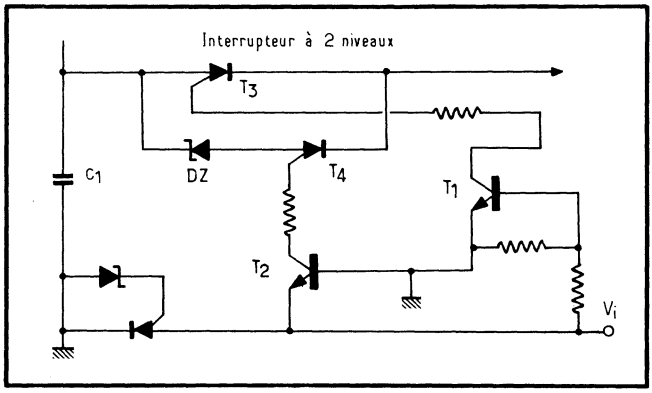


Fig. 13-23. — L'interrupteur à deux niveaux du μA 742.

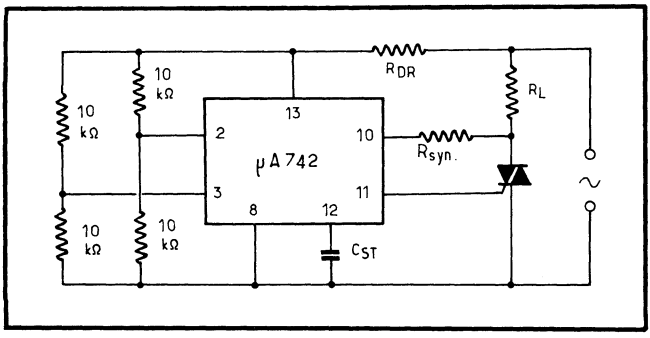


Fig. 13-24. — Le μA 742 en commande synchrone d'un triac, sans hystérésis.

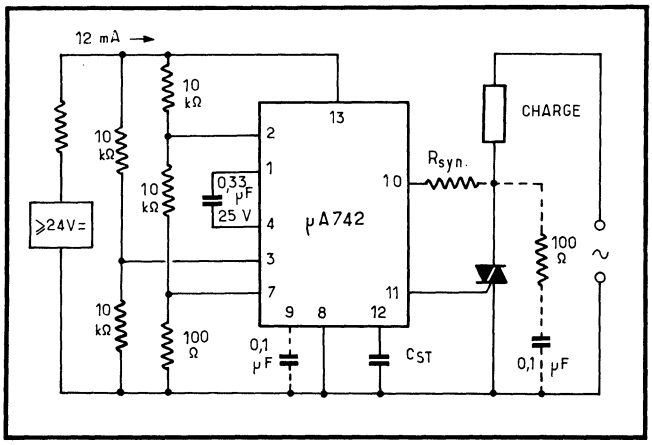


Fig. 13-25. — Commande synchrone avec hystérésis et alimentation séparée.

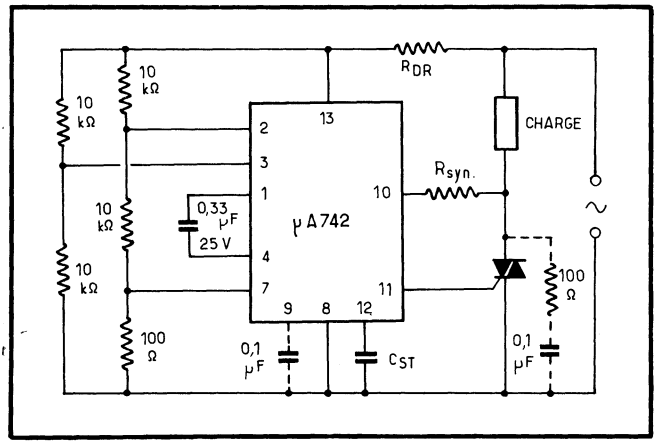


Fig. 13-26. — Commande avec hystérésis et alimentation commune.

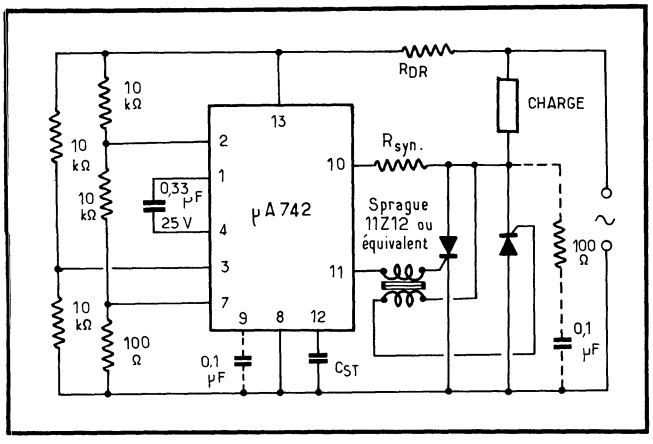


Fig. 13-27. — Commande d'une paire de thyristors montés tête-bêche.

Le condensateur C_{ST} constitue l'élément-mémoire. Sa valeur est de l'ordre de 0,47 µF et il est isolé à 25 V. Les valeurs des résistances R_{DR} et R_{SYN}, telles qu'elles sont conseillées par *Fairchild* sont :

Alimentation alternative 50 Hz (Veff)	R_{DR} (kΩ)	R_{SYN} (kΩ)
24	1	2,2
110	10	10
220	22	22

Dans la figure 13-26, on retrouve le µA 742 alimenté par le secteur comme dans le cas du schéma 13-24, mais en montage avec hystérésis cette fois.

Pour attaquer deux thyristors montés tête-bêche, et non plus un triac, il faut un transformateur d'impulsions, comme le montre la figure 13-27.

Ou alors, on utilise un thyristor supplémentaire qui, autre avantage, permet d'attaquer des éléments de puissance montés tête-bêche (fig. 13-28).

Enfin, la figure 13-29 montre comment le µA 742 s'applique à une commande proportionnelle, toujours synchrone, bien entendu.

Dans tous ces schémas, le réseau, constitué par une résistance de 100 Ω en série avec un condensateur de 0,1 µF, et monté en parallèle sur le thyristor ou le triac, est à utiliser dans le cas d'une charge inductive.

13.4. Commande par train d'impulsions par L 121

13.4.1. PRÉSENTATION DU CIRCUIT

Le L 121 proposé par *SGS-Ates* est un circuit intégré dont l'action détermine le nombre d'alternances de sortie devant être transmises à la charge pendant une période de base dont le coefficient d'utilisation peut varier linéairement de 0 à 100 %. Les impulsions de déclenchement fournies lorsque le système est en fonctionnement, sont de même polarité que le secteur.

Le synoptique représenté figure 13-30 illustre son organigramme; les chiffres cerclés indiquent les connexions existantes pour les boîtiers du type « dual in line ».

Lorsque l'alimentation se fait directement à partir du secteur, une résistance chutrice R_S limite le courant; ensuite, le secteur est écrêté puis redressé pour fournir enfin ± 12 V.

La tension négative n'est utilisée que pour former une impulsion négative (quadrant III de la commande du triac), alors que la tension positive alimente les principaux circuits du composant tels le générateur de rampe, le comparateur, l'amplificateur, le circuit de déclenchement, etc.

Une tension d'environ 8 V est accessible de l'extérieur, ainsi qu'une tension de référence de 1,4 V obtenue après un pont diviseur.

Le détecteur de zéro à diode Zener a les fonctions suivantes :

— autoriser la formation de l'impulsion de sortie en coïncidence avec les zéros du secteur;

— déterminer la polarité de l'impulsion pour l'adapter au réseau;

— faire en sorte que la décharge de rampe coïncide avec le zéro du secteur.

Le générateur de dents de scie consiste en un générateur de courant chargeant une capacité externe. Cette solution signifie que la largeur de la rampe peut varier pour s'adapter à la constante de temps du dispositif de commande.

L'excursion de la dent de scie est comprise entre 1 V et 5 V. La limite supérieure est imposée par un circuit interne à transistor unijonction qui provoque une décharge rapide de la rampe aussitôt que la tension en dent de scie atteint le seuil de basculement de l'UJT.

Le comparateur fait la différence entre la dent de scie et une tension de référence. Cette dernière peut être obtenue directement à partir de l'amplificateur opérationnel et utilisée comme signal d'erreur, assurant ainsi une excellente précision au système de commande.

Lorsque la dent de scie rencontre la tension de référence, le comparateur déclenche avec la commande logique une impulsion de sortie qui n'est en fait créée que si le signal de déclenchement à zéro est présent à l'autre entrée.

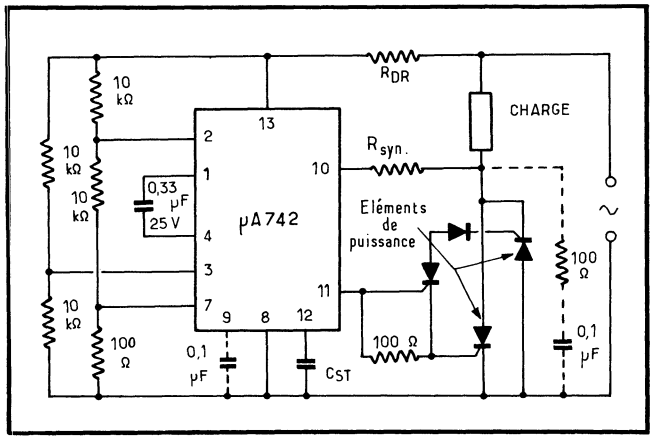


Fig. 13-28. — Les thyristors de puissance, montés tête-bêche, sont ici commandés par un thyristor auxiliaire de faible puissance.

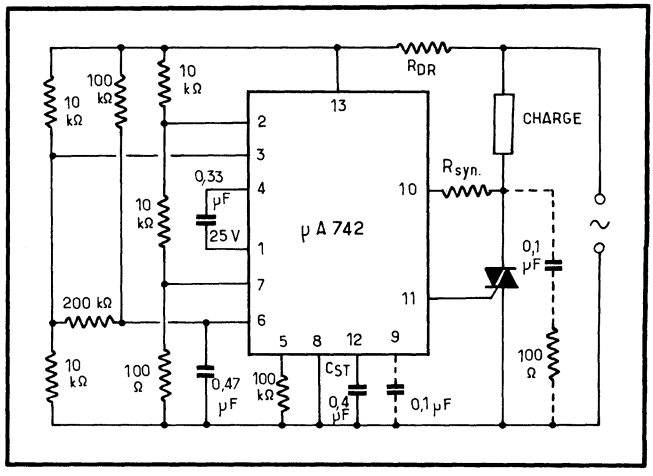


Fig. 13-29. — Commande synchrone proportionnelle.

Cela signifie qu'aussi longtemps que la tension de rampe demeure supérieure à la tension de référence, une impulsion de gâchette est fournie à chaque passage à zéro du secteur. En ce cas, le signal de déclenchement à un courant zéro n'existe pas si la charge est résistive. En présence de charges à faible inductance, le problème peut être résolu en augmentant la largeur de l'impulsion de gâchette. Cela peut être obtenu par le choix d'une capacité externe importante.

La commande logique est reliée, via la capacité externe, à un chopper fonctionnant comme une porte fermée lorsque la dent de scie est inférieure à la tension de référence, et ouverte pendant le reste de la rampe. Cela diminue les risques de

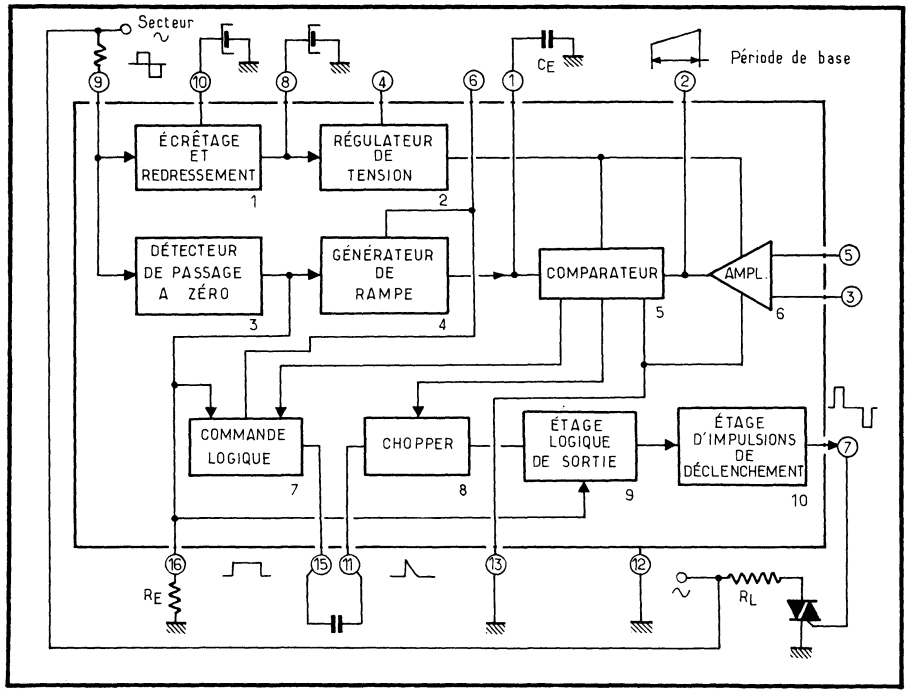


Fig. 13-30. — Synoptique du circuit intégré L 121.

déclenchement dus aux parasites. La capacité extérieure définit également la largeur d'impulsion de gâchette qui varie entre 0,1 et 2 millisecondes. Lorsque le condensateur se décharge dans le chopper, l'étage de sortie logique bascule, définissant ainsi la polarité de l'impulsion de sortie. Le signal zéro est utilisé à ce propos.

L'étage final de sortie est constitué par un limitateur de courant Darlington fonctionnant à 120 mA et assurant une protection efficace contre les courts-circuits.

La figure 13-31 représente le diagramme des différentes formes d'impulsions créées dans ce circuit, permettant une meilleure analyse des diverses fonctions du composant.

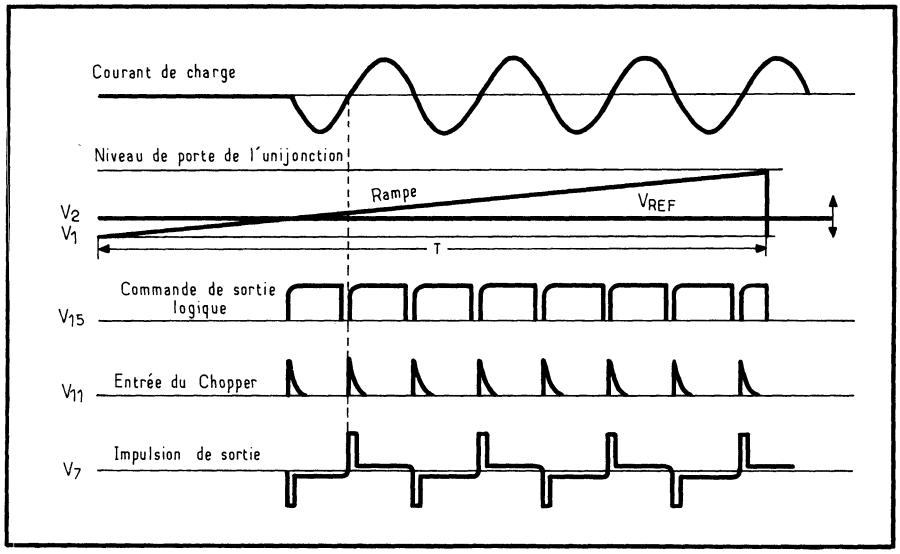


Fig. 13-31. — Diagramme des impulsions des différents circuits équipant le L 121.

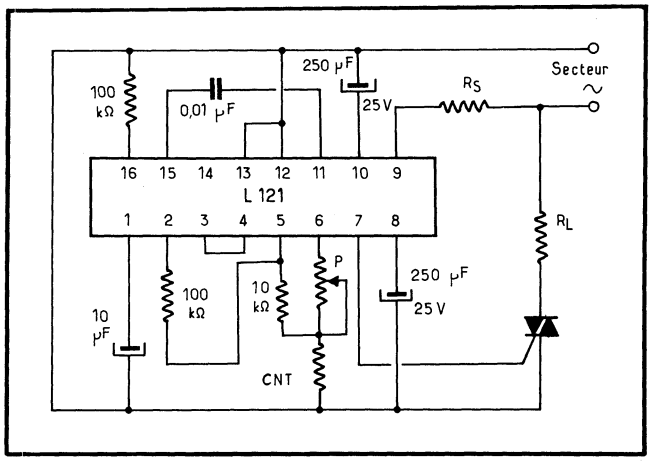


Fig. 13-32. — Schéma de principe du régulateur de température.

13.4.2. RÉGULATION DE TEMPÉRATURE

Les caractéristiques du L 121 le rendent utilisable pour la commande de température. Comme cela a été expliqué précédemment, le circuit intégré régule le nombre de demi-cycles contenus dans une « période de base ». La première chose à faire est de choisir une période correspondant à la constante de temps du système et la fréquence du réseau. Un compromis doit être obtenu pour une bonne résolution du dispositif de régulation. La formule utilisée pour calculer cette période

de base est : T (en secondes) $= 0{,}8\ R_{16} \cdot C_1$ dans laquelle R_{16} est exprimée en ohms et C_1 en farads.

Le schéma de ce montage est représenté figure 13-32; la sonde est une résistance à coefficient négatif de température (CTN).

Le choix de la sonde CTN doit être fait en fonction de ses caractéristiques à 25 °C (R_0), de son facteur de puissance (Ptot en mW/°C), du coefficient de température (α en %/°C) et enfin, de la température de fonctionnement du système.

La puissance de dissipation doit être, à la température de fonctionnement, la plus petite possible, sinon l'erreur de régulation devient inacceptable.

Cela signifie que la tension d'alimentation de la sonde CTN doit être :

$$V_T < \sqrt{Ptot \cdot R_T}$$

où Ptot est la puissance dissipée à la température de fonctionnement et R_T la valeur de la résistance dans les mêmes conditions.

Dans le circuit d'application, la tension alternative de 1,4 V est utilisée comme tension de référence de l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur.

La tension de sonde à la température de fonctionnement est :

$$V_{RT} = (V_6/P + R_T)\ (R_T\ V)$$

et sa variation est approximativement :

$$\Delta\ V_{RT} = (V_6/P + R_T)\ (\alpha\ R_T\ V/°C)$$

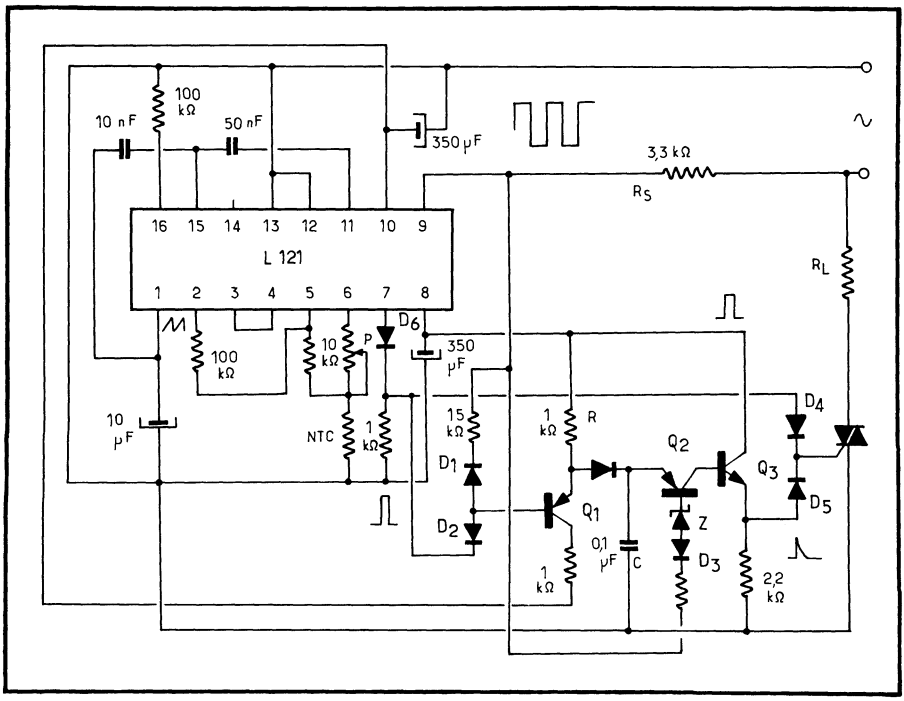


Fig. 13-33. — Dispositif de protection contre la composante continue due à un nombre impair d'alternances de conduction du triac.

correspondant pratiquement au signal d'erreur, la tension de référence étant constante. La variation de sortie de l'amplificateur est :

$$\Delta V_2 = (R_F/R_S + P/R_T)(V_6/R_T + P)(\alpha R_T\ V/°C)$$

La précision de la commande dépend du gain de l'amplification aussi bien que des caractéristiques de la résistance CTN. Une précision meilleure que 0,1 °C peut être aisément obtenue.

13.4.3. PROTECTION CONTRE LA COMPOSANTE CONTINUE

Dans de nombreuses applications, la composante continue due à la demi-période impaire du triac est absolument inacceptable. Une solution à ce problème est représentée figure 13-33. Pour cette application, seules les impulsions positives du circuit intégré sont utilisées pour déclencher le triac. Dès que la première impulsion est créée en coïncidence avec la demi-période positive du secteur, le tran-

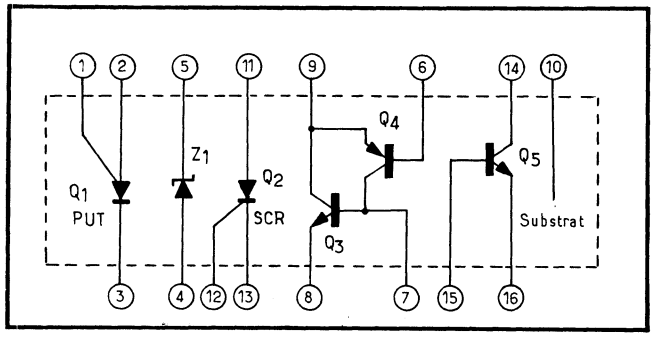


Fig. 13-34. — Ce que contient le CA 3097.

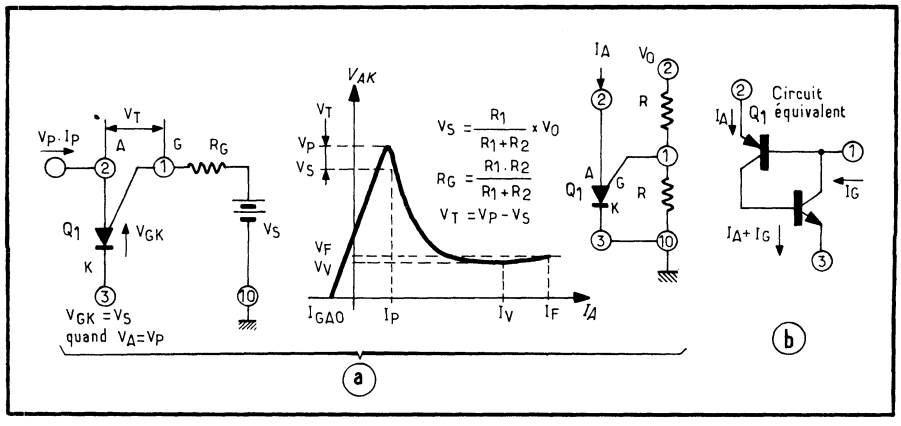


Fig. 13-35. — Le PUT, sa courbe caractéristique, son montage et son schéma équivalent.

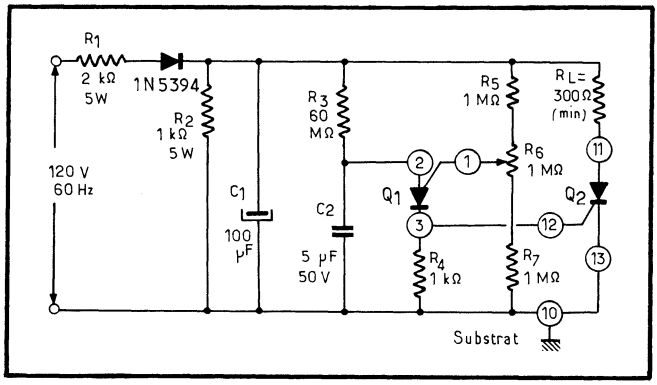


Fig. 13-36. — Générateur d'impulsion unique temporisée.

sistor Q_1 charge la capacité C au même niveau environ que les impulsions de gâchette. La base du transistor Q_1 est commandée, en fait, par le passage à zéro. A la fin de l'impulsion de déclenchement, Q_1 conduit mais la capacité C demeure chargée. A la demi-période négative suivante, le transistor Q_2 conduit par impulsion négative du détecteur de passage à zéro, et décharge rapidement la capacité à la base de Q_3. Une impulsion positive est ainsi produite pour amorcer le triac.

En conclusion, pour n'importe quelle impulsion positive créée par le circuit intégré dans une demi-période positive, une autre est fournie dans le demi-cycle négatif par un circuit extérieur. De cette façon, le triac est toujours déclenché pendant une période entière du secteur.

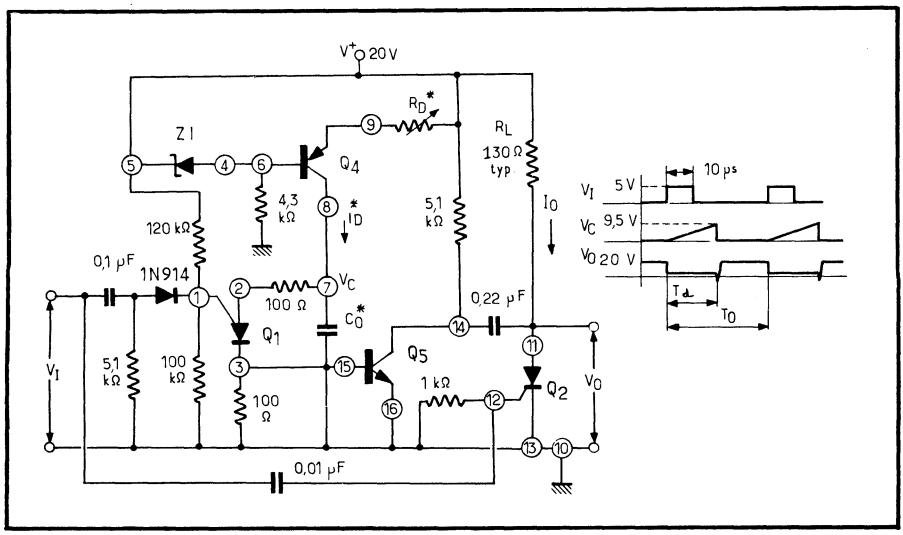


Fig. 13-37. — Monostable avec temporisation variable. Elle se règle à l'aide de R_d ou C_d.

13.5. Commande avec thyristor intégré, par angle de phase

Jusqu'à présent, on a examiné la commande par circuit intégré d'un triac discret extérieur. Or, il est possible d'intégrer sur une même puce le dispositif de commande et le thyristor : c'est le cas du CA 3097 de *RCA* qui regroupe un réseau

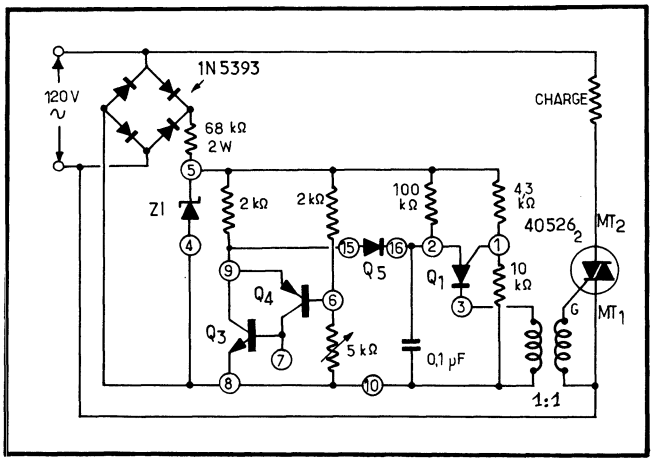


Fig. 13-38. — Commande de déclenchement de triac par angle de conduction.

de transistors, dont un PUT (transistor unijonction programmable) et un thyristor délivrant 150 mA (fig. 13-34).

Ce PUT est un thyristor à gachette d'anode (fig. 13-35 *a*), représenté par son circuit équivalent en (*b*). Si la tension d'anode est négative par rapport à celle de gate, le PUT est bloqué; si c'est la tension de gachette qui devient positive, il conduit à partir d'un seuil de l'ordre de 0,4 V à la condition que le courant d'anode soit supérieur au courant de maintien V_P, et reste conducteur.

Il peut alors s'appliquer à la commande du thyristor (fig. 13-36) qui montre un temporisateur (temporisation moyenne : 200 s) fournissant une seule impulsion de sortie.

La figure 13-37 montre le CA 3037 en monostable avec temporisation variable. Enfin, dans la figure 13-38, on utilise le PUT pour commander, via un transformateur d'impulsions, un triac externe par angle de phase.

CHAPITRE 14

LA BOUCLE A PHASE ASSERVIE ET SES APPLICATIONS

La boucle à phase asservie n'a connu qu'un développement limité tant qu'elle a été réalisée en composants discrets. En effet, elle se révèle alors aussi complexe qu'onéreuse. Pourtant, son intérêt est très grand : appliquée aux télécommunications ou au grand public, elle sert à réaliser des circuits d'accord en fréquence sans bobine, indéréglables. En professionnel ou en industriel, ses applications sont des plus nombreuses, bien qu'en réalité, on ne commence seulement qu'à les explorer.

En effet, sa nouvelle carrière est née de sa conception en circuit intégré. C'est en particulier cette boucle à phase asservie — ou à verrouillage de phase si l'on traduit l'anglais phase locked loop *d'où provient le sigle international de PLL — qui pourrait servir à repenser bien des montages classiques pour les faire bénéficier des immenses possibilités de l'intégration. Aussi lui consacrons-nous ici ce chapitre.*

14.1. Principes

De tous temps, le souci d'obtenir des oscillations précises en fréquence et en phase a préoccupé les électroniciens. Les circuits accordés classiques répondent mal, en effet, à des besoins dont les développements récents de l'électronique ont confirmé l'acuité.

Aussi, les chercheurs se sont-ils orientés vers de multiples formules dont l'une des plus élaborées est la boucle à phase asservie.

Ses principes étaient connus dès les années 1930. Ainsi, l'un des premiers articles publiés sur ce thème date de 1932 et il est dû à H. de BELLECIZE (*L'Onde Électrique*, vol. II, pp. 230-240, juin 1932).

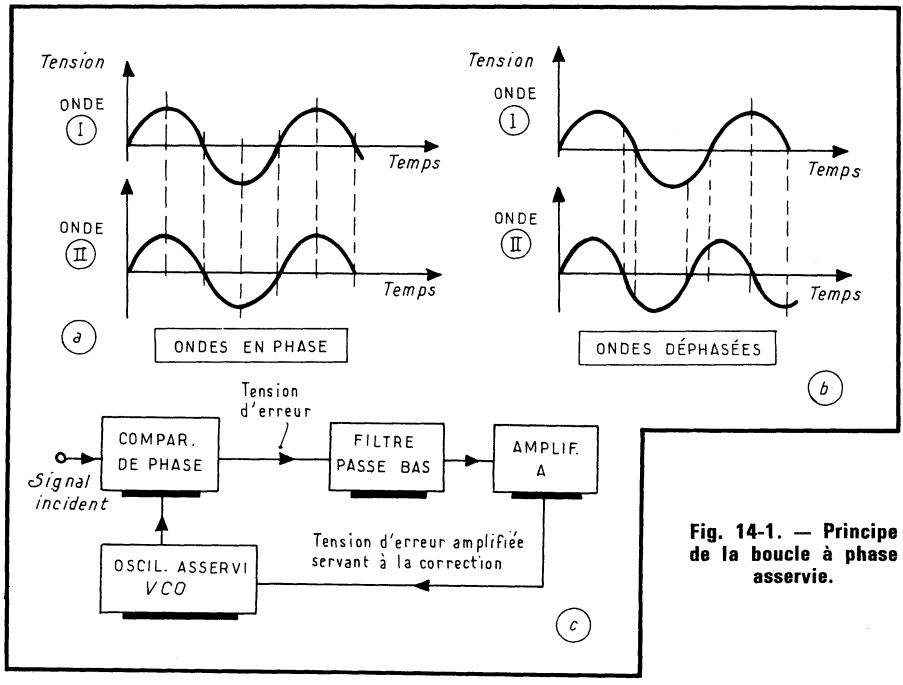


Fig. 14-1. — Principe de la boucle à phase asservie.

Dans la boucle à phase asservie — fort semblable en cela au classique comparateur de phase — on compare la phase de l'onde incidente à celle d'une onde locale fournie par un oscillateur à fréquence commandée par tension (VCO = *voltage controlled oscillator*) ou par courant (CCO = *current controlled oscillator*). Il est évident que des fréquences différentes se traduisent par un déphasage (fig. 14-1); on dispose donc d'une tension d'erreur qui pourra asservir le VCO.

On va examiner, maintenant, quelques applications typiques du PLL.

14.2. Exemples de PLL appliqués à la démodulation FM

Le schéma électrique d'une boucle à verrouillage de phase est complexe, comme en témoigne celui du 561 B de *Signetics* (fig. 14-2), dont le synoptique est donné figure 14-3. On le représentera plus simplement comme un rectangle tel qu'en figure 14-4 où le PLL est monté en démodulateur FM.

L'oscillateur fournit généralement une onde non sinusoïdale, mais cela est sans importance, puisqu'il s'agit de comparer des phases. Le comparateur est suivi par un filtre passe-bas; ce filtre ne laisse passer que la tension qui témoigne de l'écart des phases (tension d'erreur) et élimine toutes les autres composantes. Enfin, la tension d'erreur, qui peut être faible, est amplifiée par un amplificateur A avant d'être appliquée au VCO.

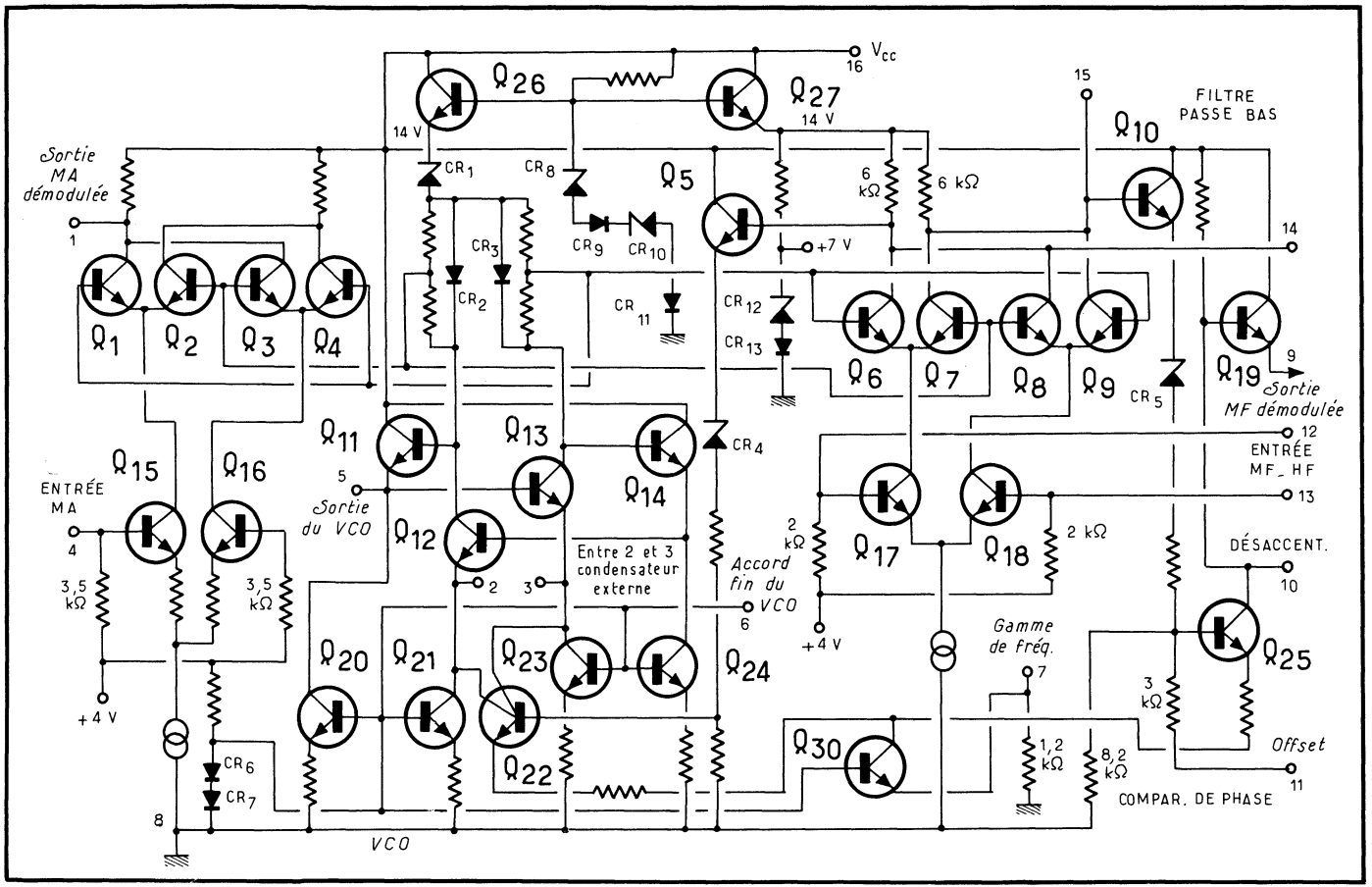


Fig. 14-2. — Assez complexe, ce schéma du circuit intégré « 561 B » de « Signetics » donne une idée de ce que représente une boucle à verrouillage de phase et permet de comprendre, du même coup, pourquoi une telle réalisation était difficilement pensable en composants discrets (pour des appareils grand public tout au moins).

Le fonctionnement de cette boucle est le suivant : en l'absence de signal d'entrée, la tension d'erreur est nulle et le VCO oscille librement sur sa fréquence propre. Si une onde incidente survient, sa phase est comparée à celle du VCO et, en fonction de l'écart des phases, une tension de correction lui est appliquée de façon qu'elle contraigne la fréquence locale à s'aligner sur la fréquence incidente. En réalité, il subsiste toujours un très léger écart de phase qui assure la présence permanente d'une tension d'asservissement.

A partir de ce moment, la fréquence de l'oscillateur est « verrouillée » sur celle de l'onde reçue. Si la fréquence de l'onde reçue varie, elle entraînera à sa suite celle

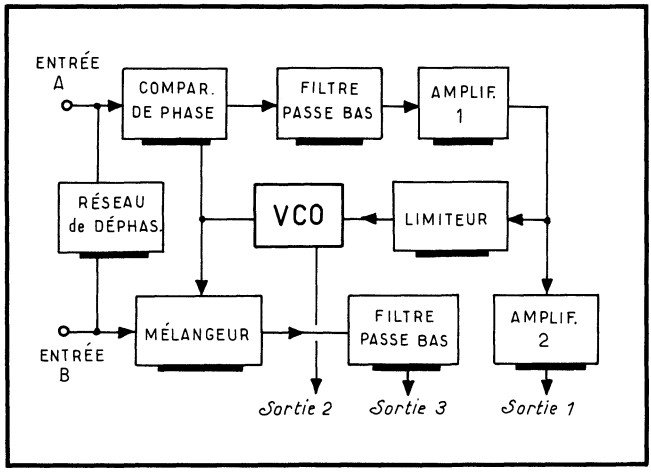


Fig. 14-3. — Synoptique du circuit intégré « 561 B », dont le schéma électrique est donné par la figure précédente.

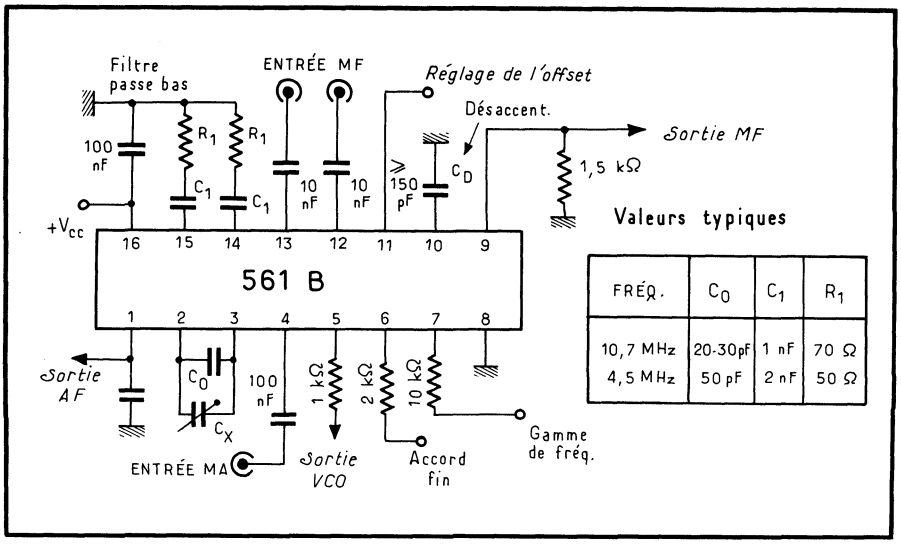


Fig. 14-4. — Montage typique du « 561 B » en démodulation d'une onde modulée en fréquence. Le tableau précise la valeur des composants discrets externes au CI en fonction de la fréquence de travail centrale.

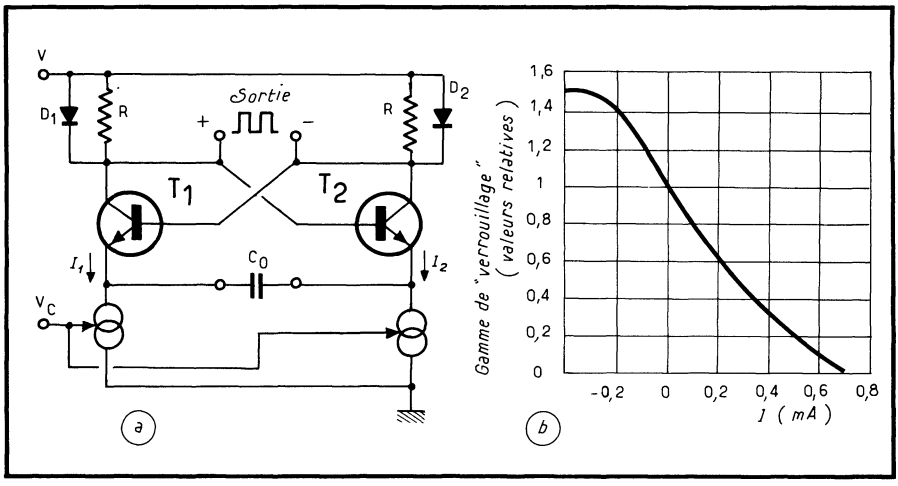


Fig. 14-5 (ci-dessus). — L'oscillateur local est souvent du type à couplage par les émetteurs (a). Sa courbe de variation en fréquence est donnée en (b) en fonction du courant mesuré, pour le « 561 B », à la borne d'accès n° 7.

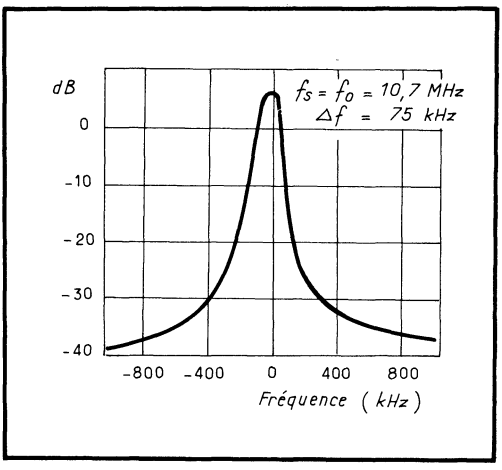


Fig. 14-6 (ci-contre). — Courbe de sélectivité typique obtenue avec le « 561 B » en démodulation FM.

du VCO dans une gamme appelée « *gamme de verrouillage* ». Si l'on interrompt puis rétablit l'onde incidente, celle-ci impose à nouveau sa fréquence propre au VCO, à la condition toutefois que l'écart entre ces deux fréquences ne soit pas excessif et ne dépasse pas la gamme des fréquences « *de capture* ».

Si la boucle est verrouillée sur une onde incidente modulée en fréquence, sa tension d'erreur varie en fonction de la modulation; en effet, pour que le VCO suive l'onde incidente à fréquence variable, il faut bien que la tension de correction appliquée au VCO varie, elle aussi. Or, cette tension d'erreur n'est autre, à ce moment, que la traduction en audio-fréquence de la modulation de fréquence, et elle est directement exploitable!

On a donc, ce faisant, réalisé un démodulateur synchrone de très haute qualité, se passant totalement des bobines d'accord habituelles, et indéréglable.

Dans le PLL type 561 B, le VCO est, comme pour de nombreux circuits intégrés, du type multivibrateur à couplage d'émetteur (fig. 14-5 *a*). La tension de correction agit, ici, sur les sources de courant symbolisées par les paires de cercles. Une fois

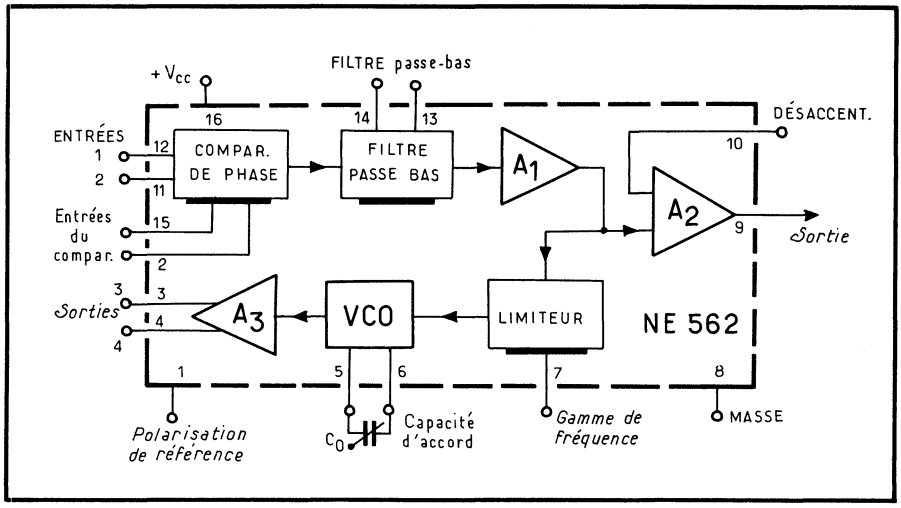


Fig. 14-7. — Synoptique du 562 de signetics.

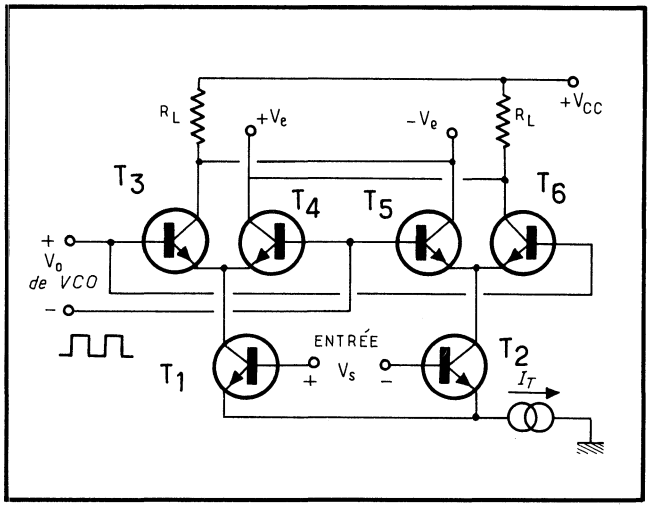


Fig. 14-8. — Le comparateur de phase du 562.

verrouillée, sa fréquence peut suivre celle de l'onde incidente comme le montre la figure 14-5 *b* où le courant I est mesuré à la borne (7) du CI, notée « gamme de fréquence ».

La courbe de sélectivité typique obtenue est indiquée, figure 14-6, pour une fréquence centrale de 10,7 MHz (valeur normalisée de la fréquence intermédiaire en FM); elle montre que la bande passante (à —3 dB) est de 75 kHz, et que, d'autre part, la réjection des fréquences parasites est bonne.

Le seuil de démodulation est typiquement inférieur ou égal à 300 μV (signal incident) pour une excursion en fréquence de ±75 kHz, et la sortie BF est de 0,1 V eff; la réjection AM est de 30 dB et la distorsion inférieure à 1 %.

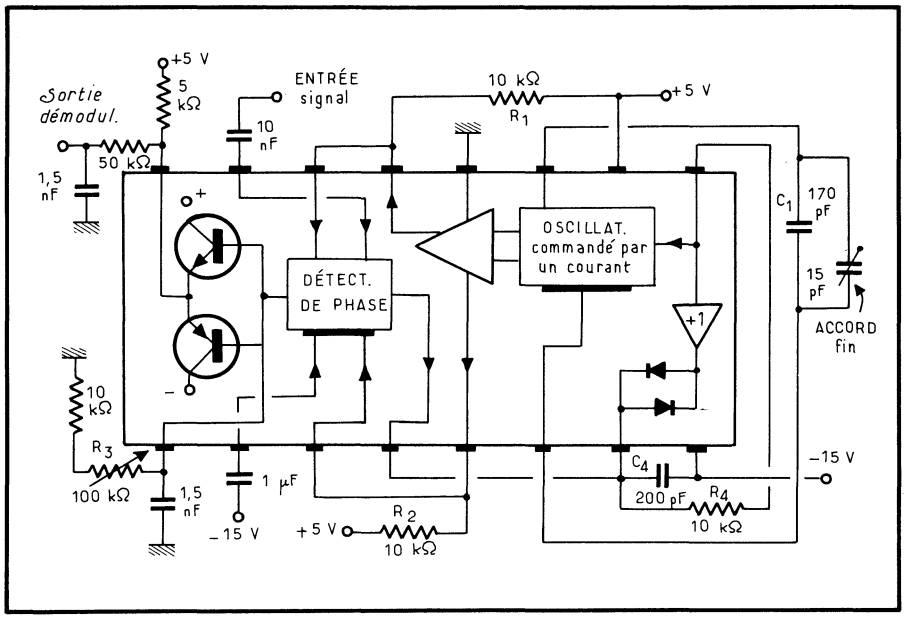


Fig. 14-9. — La boucle à phase asservie HA 2800/2805 est utilisée ici en démodulateur FM.

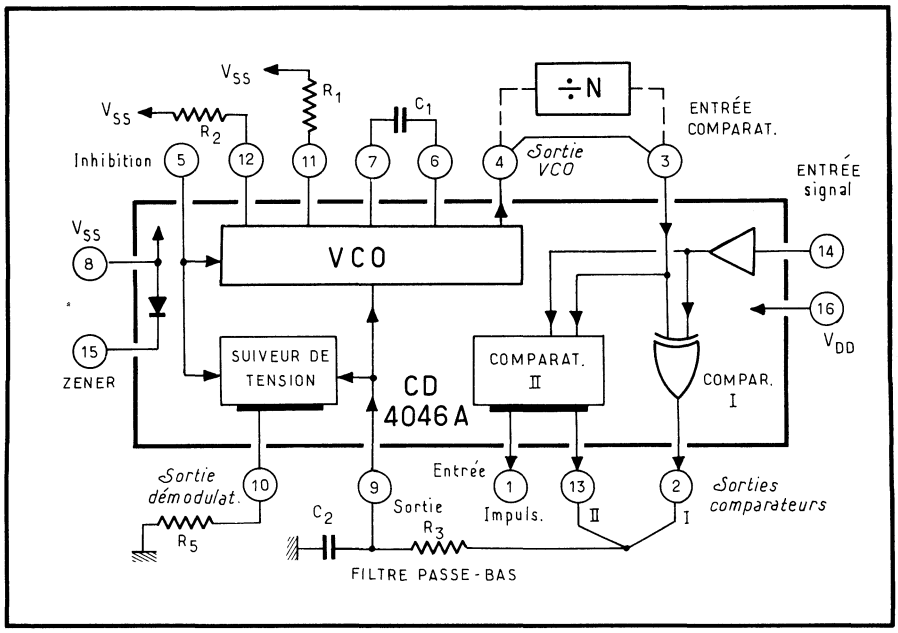


Fig. 14-10. — Synoptique du CD 4046, boucle à verrouillage de phase réalisée par RCA en MOS complémentaires. Ce CI consomme moins de 1 mW.

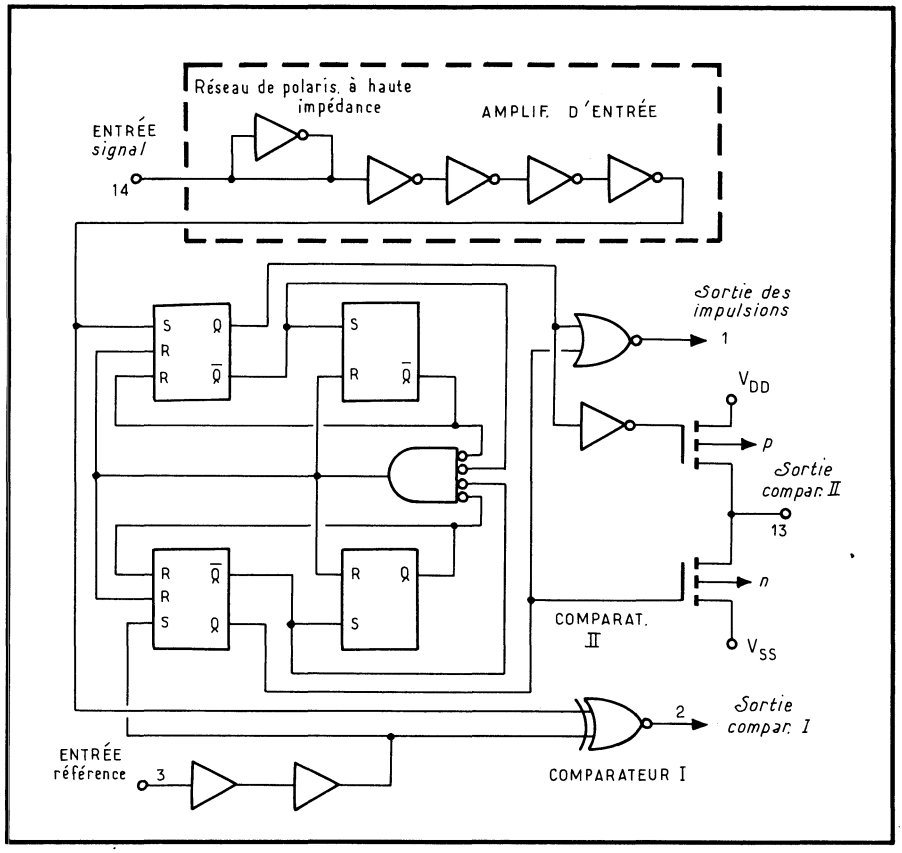


Fig. 14-11. — Détail des comparateurs du CD 4046.

Le synoptique du circuit intégré 562 *Signetics* est encore plus complexe (fig. 14-7). Comme pour le 561, le comparateur est du type modulateur équilibré (fig. 14-8). Le signal d'entrée V_S est appliqué aux transistors T_1 et T_2 différentiels, le signal du VCO attaquant, lui, les paires T_3, T_4, T_5 et T_6 à couplage croisé.

Travaillant jusqu'à 25 MHz, le HA 2800/2805 *Harris Semi-conductor*, lui, est compatible TTL; son oscillateur est remarquablement stable : $250 \cdot 10^{-6}$/°C et 0,1 %/V. S'appliquant à la démodulation FM, il est donné dans le montage type de la figure 14-9.

L'amplitude du signal démodulé varie de 3 à 30 mV en fonction du réglage de R_3 pour une entrée de 3 mV. La non-linéarité est meilleure que 1 % à 100 % de modulation, le rapport signal sur bruit supérieur à 40 dB et la distorsion inférieure à 1 %.

Avec les CI à MOS complémentaires et dans l'état actuel de la technique, la fréquence de travail est encore limitée : à 500 kHz avec la boucle à phase asservie CD 4046 A de *RCA*.

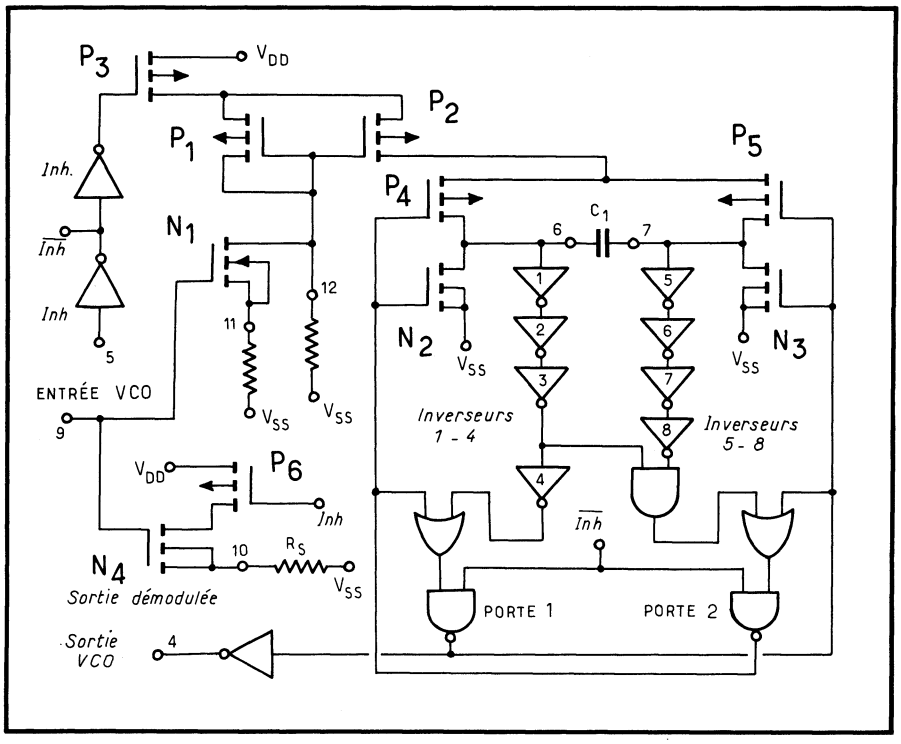


Fig. 14-12. — L'oscillateur asservi à une tension de correction, ou VCO, du CD 4046.

Par contre, l'économie en consommation est évidente : de 100 mW environ, elle passe à quelque 600 μW (sous 6 V et à 10 kHz).

Le synoptique de ce CI est donné figure 14-10. On retrouve le VCO associé à un double comparateur de phase, du type numérique. Une Zener stabilise l'alimentation. Le VCO est accordé par un condensateur externe C_1 et peut être relié aux comparateurs soit directement, soit par l'intermédiaire d'un diviseur de fréquence extérieur lui-même. Enfin, l'habituel filtre passe-bas réapplique au VCO la tension de correction.

Le détail des comparateurs est donné figure 14-11, et celui du VCO figure 14-12.

Le comparateur I est fondamentalement un OU exclusif; le II est constitué par un réseau de flip-flops plus complexe dont l'étage de sortie comprend deux MOS complémentaires : c'est l'un ou l'autre de ceux-ci qui est débloqué, selon le sens de la correction à apporter.

Le VCO, lui, est un générateur d'ondes « carrées », c'est-à-dire à rapport cyclique de 50 %. La fréquence centrale dépend de R_1 et C_1, la résistance R_2 étalant la gamme de fréquences de travail.

Son montage en démodulation FM est donnée figure 14-13. La porteuse d'entrée, à 10 kHz et de 500 mV, est modulée en fréquence par un signal à 400 Hz. La consommation totale est de 135 μA pour un rapport signal à bruit de 4 dB, et passerait à 90 μA pour 10 dB.

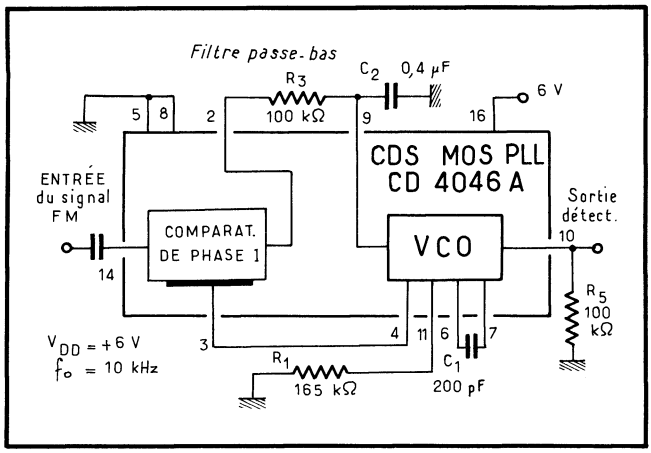


Fig. 14-13. — Démodulateur FM à CD 4046 COS/MOS.

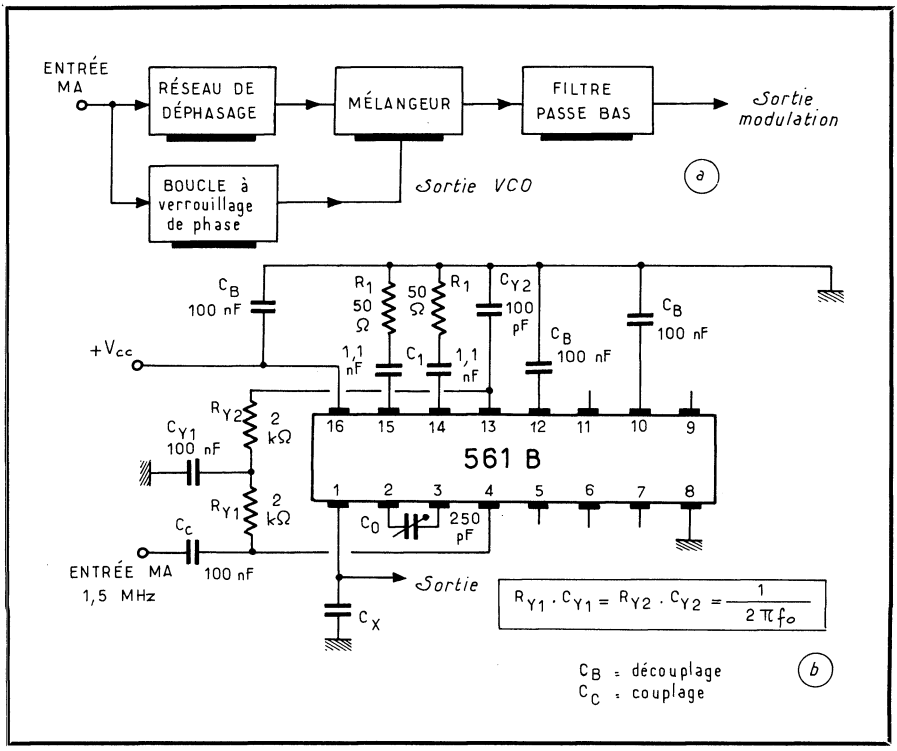


Fig. 14-14 a et b. — Exemple de démodulation en AM : en (a), synoptique du montage; en (b), sa réalisation avec le circuit intégré « 561 B ».

14.3. Détection AM sélective

Il s'agit là d'une détection AM complexe, mais qui offre l'avantage d'être sélective. En effet, la boucle se verrouille sur la porteuse AM (fig. 14-14 *a*) et le VCO fournit cette fréquence mais non modulée (en amplitude). En mélangeant ces deux ondes et en filtrant, on restitue la composante BF.

Le réseau de déphasage situé à l'entrée n'est pas critique et sert à compenser le décalage de 90° introduit par le CI. Un montage typique, à NE 561, est indiqué figure 14-14 *b*, et sa courbe de sélectivité est donnée en *c*.

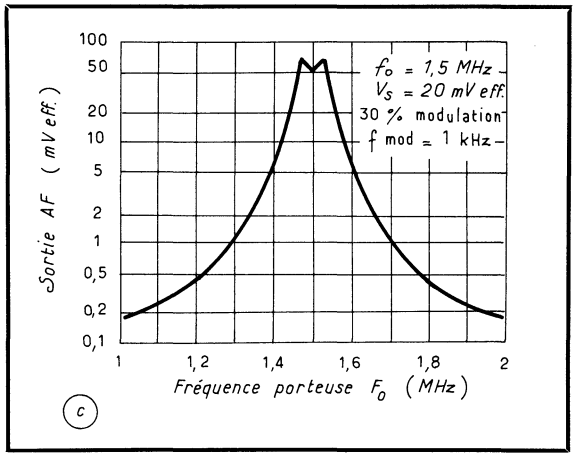


Fig. 14-14 (c). — Courbe de sélectivité typique obtenue.

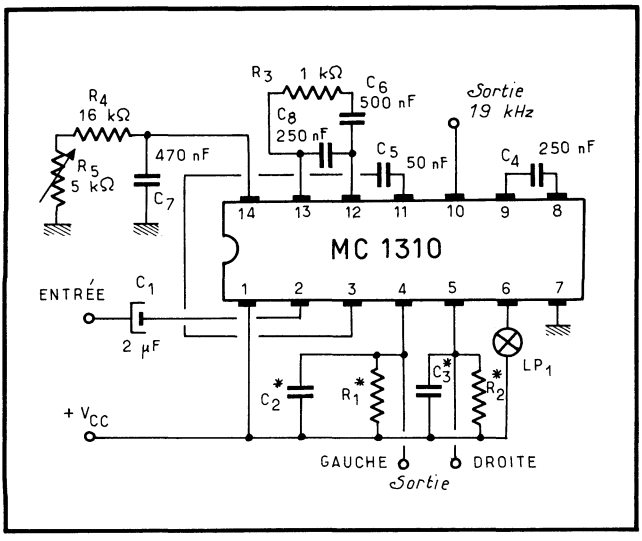


Fig. 14-15. — Décodage de signaux multiplex stéréophoniques.

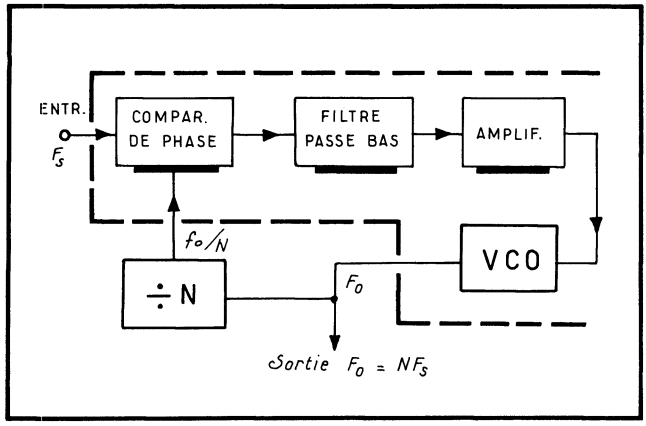


Fig. 14-16. — Montage d'un multiplicateur de fréquence. Il utilise un mélangeur monté dans la boucle, entre le VCO et le comparateur de phase.

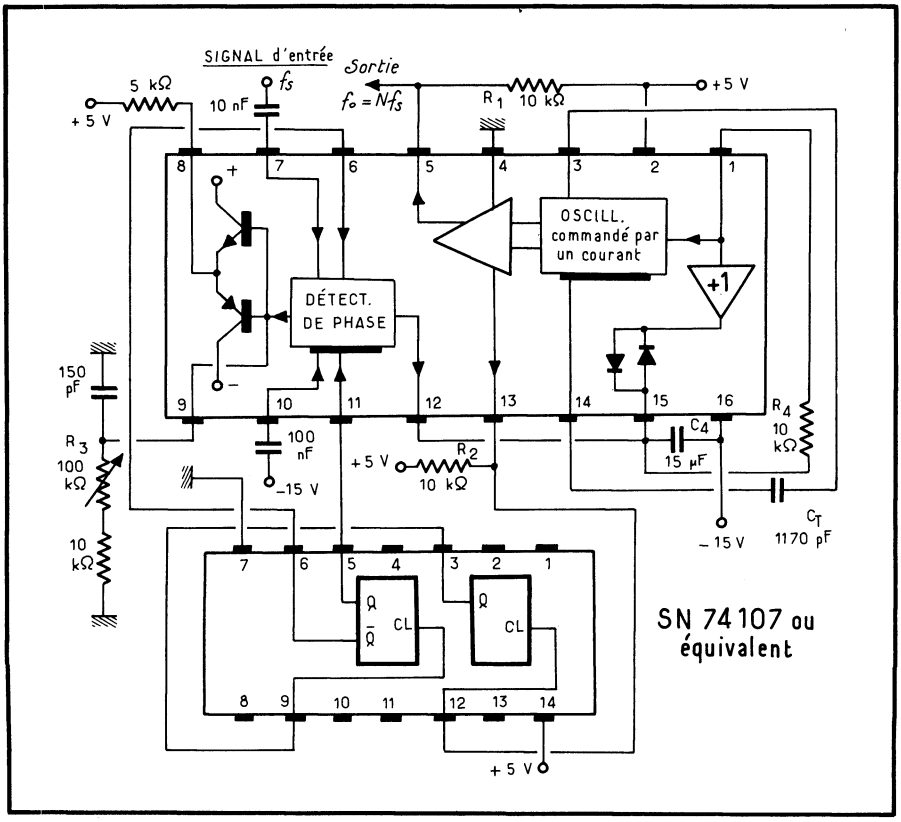


Fig. 14-17. — Le diviseur par 4, ici, permet à la boucle de fournir 1,6 kHz à partir d'une fréquence d'entrée de 400 kHz. Pour un même rapport de division, on peut utiliser les harmoniques impaires de la fréquence, ou changer le rapport de division pour obtenir d'autres fréquences.

14.4. Décodage de signaux multiplex stéréophoniques

Autre application, le décodage d'un signal multiplex FM pour réception stéréophonique. Dans ce cas, on sait qu'il faut utiliser des fréquences de 19 et 38 kHz rigoureusement synchronisées sur l'onde de référence transmise par l'émetteur.

Dans le schéma de la figure 14-15, c'est un MC 1310 de *Motorola* qui, associé à 4 résistances, 8 condensateurs, un potentiomètre et un voyant, assure cette fonction.

Le signal pilote à 19 kHz provenant de l'émetteur est comparé à l'oscillation locale à 19 kHz, obtenue par division par 4 (deux flip-flops) du signal de 76 kHz fournie par le VCO (résistances R_4 et R_5, condensateur C_7).

Le signal d'erreur résultant est filtré par R_3, C_6 et C_8 et corrige le VCO. Simultanément, le voyant « Stéréo » s'allume. Les composants R_1, R_2, C_2 et C_3 servent à la désaccentuation.

14.5. Multiplication et division de fréquence

On met, ici, à profit le fait que la boucle n'est pas refermée pour intercaler, par exemple, le module diviseur par N de la figure 14-16. Ainsi, la sortie F_0 est égale à N fois la fréquence incidente.

On peut également obtenir une multiplication de fréquences en jouant de la sélectivité du CI que l'on accordera sur une harmonique du signal d'entrée. A l'inverse, et si la sortie du VCO est riche en harmoniques, on peut le synchroniser sur un harmonique avec le signal incident.

La figure 14-17 montre le HA 2800/2805 en synthétiseur de fréquences, associé à un compteur programmable (diviseur par N) connecté entre les bornes (5) et (13) de l'oscillateur commandé par un courant et (6) et (11) du détecteur de phase.

Dans le cas du schéma, $N = 4$ et la fréquence de sortie est le quadruple de la fréquence d'entrée, soit ici 400 kHz $\times$ 4 = 1,6 MHz, accordés par le condensateur CT de 1170 pF. Toutes les harmoniques d'ordre impair étant présentes, le même circuit peut être verrouillé sur elles. Par exemple, la 11^e harmonique de 400 kHz donnerait une fréquence de sortie de 4,4 MHz.

Un second compteur ajouté comme le montre la figure 14-18 fournit des fréquences de sorties fractions de la fréquence d'entrée. Si ce compteur compte par M, la fréquence de sortie est N/M fois celle d'entrée.

Le CD 4046 est appliqué aux mêmes fins dans la figure 14-19 qui représente un multiplicateur de fréquence; par l'insertion d'un diviseur de fréquence dans la boucle de contre-réaction située entre la sortie de l'oscillateur commandé et le comparateur de phase d'entrée, le PLL peut faire office de multiplicateur à fréquence sélective.

Si le diviseur est remplacé par une chaîne programmable de division, comme le montre la figure 14-20, le circuit devient un synthétiseur de fréquence. Pour un signal d'entrée de 1 kHz, la sortie peut être programmée en incréments de 1 kHz de 3 à 999 kHz; dans ce cas, le VCO est monté pour couvrir la gamme de 0 à 1,1 MHz.

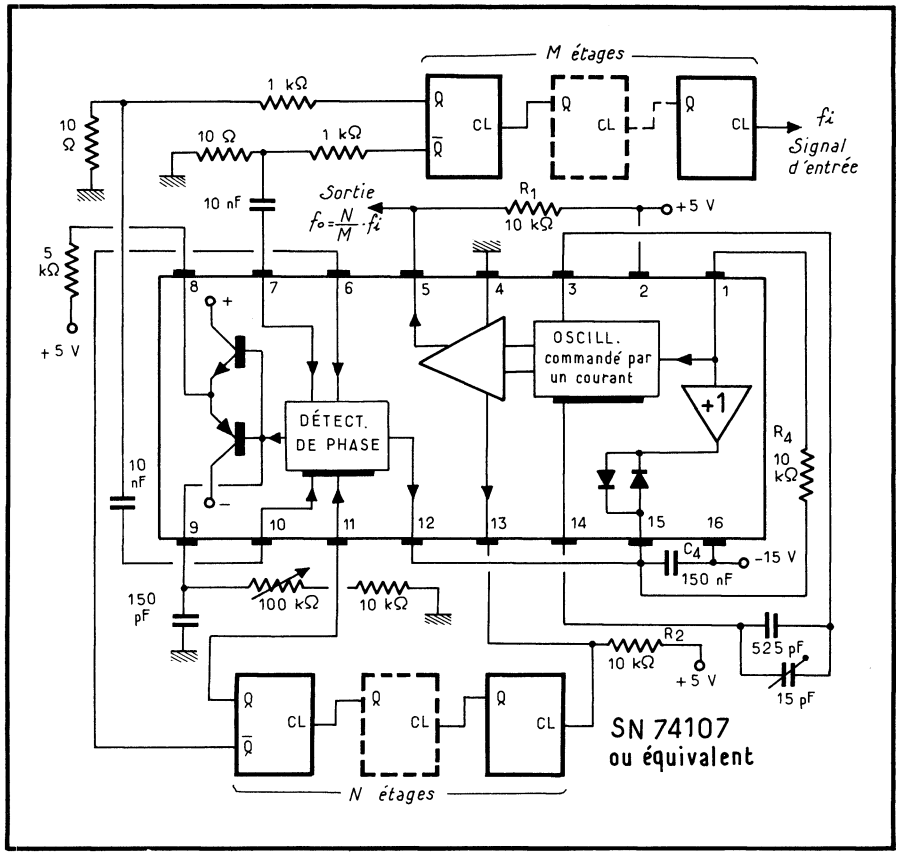


Fig. 14-18. — La fréquence de sortie de ce synthétiseur dépend des rapports de division à l'entrée et à la sortie, soit N/M.

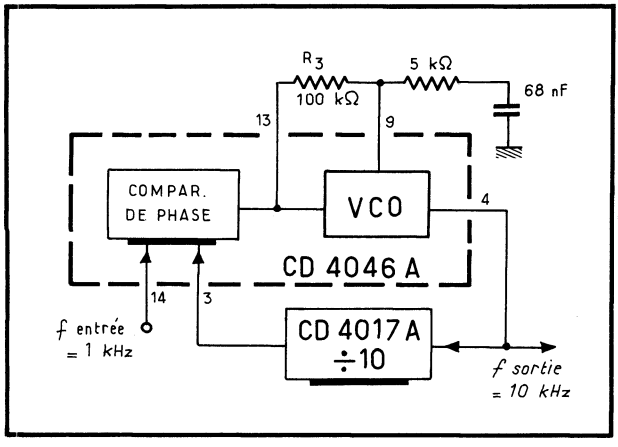


Fig. 14-19. — Multiplicateur de fréquences.

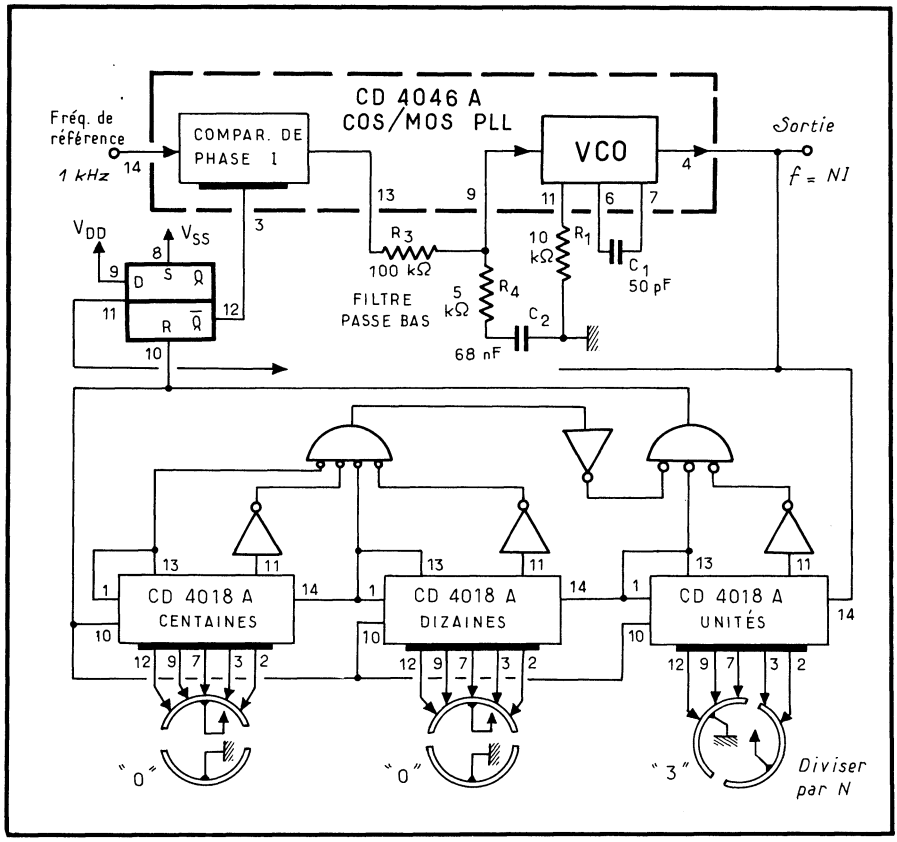


Fig. 14-20. — Synthétiseur de fréquences.

14.6. Translation de fréquence

L'adjonction d'un mélangeur et d'un filtre passe-bas transforme la boucle en translateur de fréquence (fig. 14-21). La référence F_R, et F_O (du VCO), sont mélangées pour obtenir $F_O \pm F_R$. On extrait $F_O - F_R$, qu'on applique au comparateur, lequel reçoit également la fréquence de décalage (de translation) F_1.

Lorsque le système est verrouillé, les signaux à l'entrée du comparateur sont à la même fréquence, c'est-à-dire que $F_O - F_R = F_1$ et $F_O = F_R + F_1$.

14.7. Détecteur de métaux

Dans la figure 14-22, un 565 de *Signetics* est utilisé en détecteur de métaux. Un oscillateur Colpitts fournit une fréquence qui varie lorsque la boucle de détec-

tion passe à proximité d'une masse métallique. Le PLL donne alors la mesure de l'écart des fréquences.

Pour ce faire, la sortie (7) du PLL est comparée à la tension de référence en (6), la différence étant amplifiée par Q_4 et Q_5 avant d'attaquer le galvanomètre.

Pour porter à environ 0,5 V la tension témoignant d'un écart de 1 % de la fréquence, une source de courant (Q_2, Q_3) procure l'essentiel de la charge et de la décharge du condensateur connecté en (8), soit 2,5 mA. Cette technique accroît l'excursion de sortie pour de faibles écarts de fréquence.

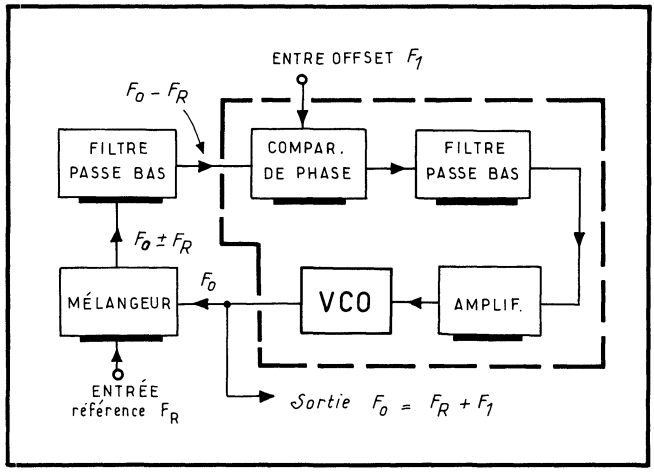


Fig. 14-21. — Principe d'un translateur de fréquence. La référence Fr asservit le VCO qui fournit réellement une fréquence supérieure de F_1 à Fr.

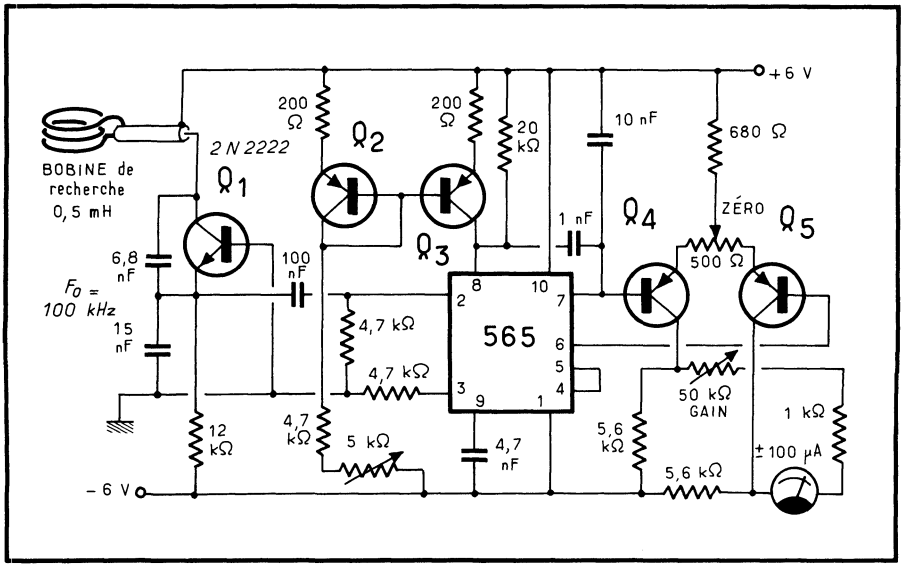


Fig. 14-22. — Détecteur de métal à PLL.

Un accroissement de la fréquence traduit la présence d'une masse non ferreuse; une diminution, une masse ferreuse.

14.8. Autres applications

Les autres applications du PLL sont multiples. Par exemple, la boucle pourra servir à synchroniser une fréquence.

Si elle reçoit un signal de très haute stabilité, la boucle à verrouillage de phase est asservie et maintient cette stabilité tout en fournissant un signal de sortie de niveau élevé.

Éventuellement, la synchronisation peut être appliquée sous forme de trains d'onde, la boucle délivrant une onde entretenue.

Elle pourra réguler, très efficacement, la rotation d'un moteur à courant continu, en calant sa vitesse angulaire sur un sous-multiple de la fréquence d'un oscillateur local, stabilisé par quartz (au besoin, avec le concours d'une enceinte thermostatée). Certains magnétophones autonomes de la BBC usèrent de ce procédé pour en obtenir un impeccable défilement du ruban.

Pour conclure, on peut affirmer que ses multiples applications se développeront très rapidement tant sont grandes les possibilités du PLL en circuit intégré.

CHAPITRE 15

CIRCUITS POUR APPLICATIONS AUDIO ET HI-FI

Les circuits pour applications audiofréquences comprennent : les préamplificateurs, les amplificateurs de puissance, et des circuits annexes. Ces circuits ne mettent pas en jeu d'autres principes que ceux énoncés antérieurement ; il est cependant intéressant d'en examiner ici la conception et les applications.

15.1. PRÉAMPLIFICATEURS

Toute la gamme des amplificateurs opérationnels peut servir à la préamplification audiofréquence.

Ainsi, par exemple, le MC 1533 qui, dans la figure 15-1, fonctionne en classe B et pilote une paire complémentaire discrète.

La compensation en fréquence inclut l'étage de puissance dans la boucle de contre-réaction. En conséquence, la stabilité est assurée à quelque niveau de sortie que ce soit, même si celle-ci est chargée capacitivement.

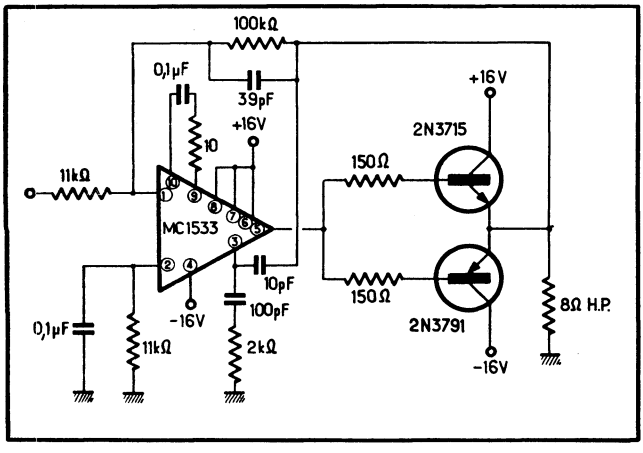


Fig. 15-1. — Le MC 1533, pilote, ici, un étage de puissance à éléments *discrets*, lequel fournit 4 W à la bobine mobile d'un haut-parleur de 8 Ω.

La réponse en fréquence de l'ensemble est linéaire, du courant continu (0 dB) à 20 kHz (—1 dB) ou ≈ 35 kHz (—3 dB) à la puissance nominale. La distorsion harmonique reste inférieure à 0,6 %, de 1 à 4 W; celle d'intermodulation, inférieure à 0,3 % (du 60 Hz mélangé à du 6 kHz, dans un rapport 4 : 1).

L'impédance d'entrée, constituée par la résistance d'entrée, ici de 11 kΩ, peut varier selon les besoins. La sensibilité est telle que 1 V à l'entrée procure la puissance nominale.

Associé à des étages de sortie plus puissants, le MC 1533 contribue à la réalisation d'un amplificateur BF de 20 W (fig. 15-2).

La boucle de contre-réaction englobe, à nouveau, tout l'ensemble. La distorsion de raccordement due à l'étage de sortie classe B, est éliminée grâce à l'adjonction d'un condensateur de 40 pF en contre-réaction.

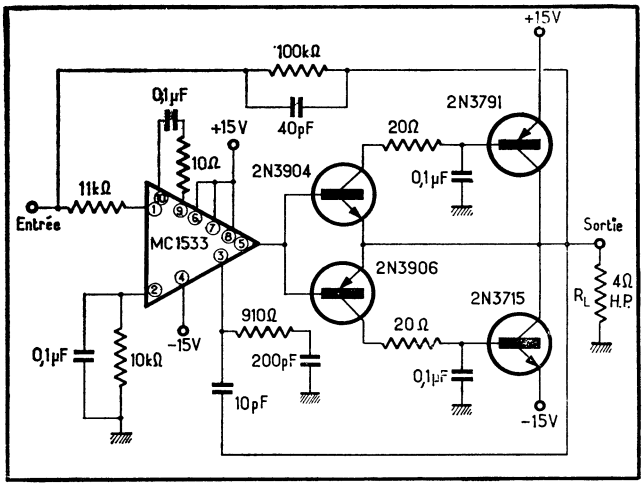


Fig. 15-2. — Schéma d'un amplificateur B.F. de 20 W, piloté par un MC 1533.

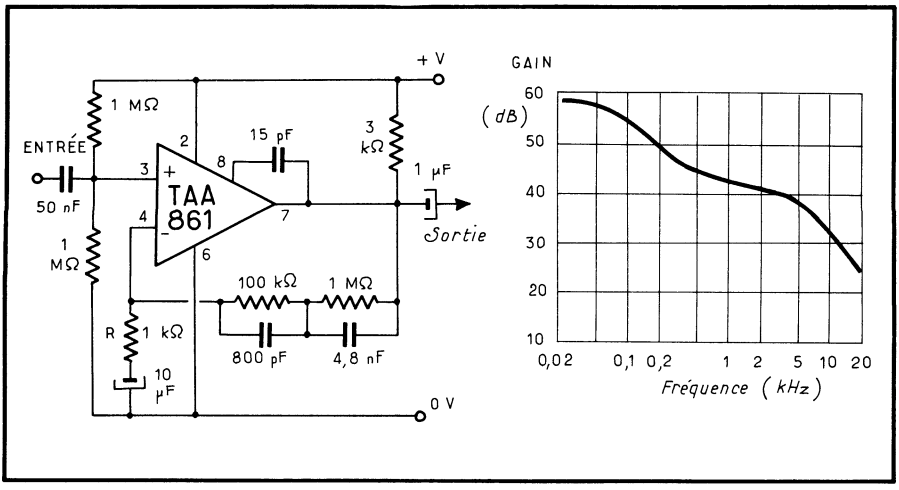


Fig. 15-3. — Amplificateur pour phonocapteur (a) et sa courbe de réponse (b).

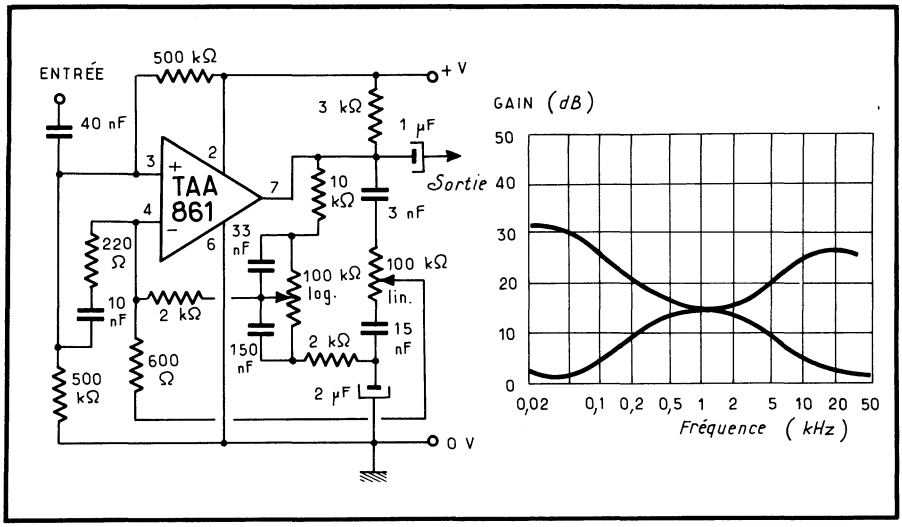


Fig. 15-4. — Amplificateur B.F. avec correction de timbre (a) et sa courbe de réponse (b).

La réponse en fréquence est linéaire du continu (0 dB) à 20 kHz (—1,5 dB) ou ≈30 kHz (—3 dB). Le taux de distorsion harmonique reste inférieur à 0,7 %, et à 0,5 % pour celle d'intermodulation.

La sensibilité est de 1 V à l'entrée pour la puissance nominale de sortie, sur une charge de 4 Ω. Avec 8 Ω la puissance est ramenée à 12 W. La bande passante pourrait aisément être accrue, mais cela ne paraît pas souhaitable en raison de la recherche du meilleur compromis distorsion-réponse en fréquence.

Le TAA 861 se prête également à la réalisation d'un préamplificateur.

Les deux montages suivants sont relatifs à la préamplification BF à partir d'un phonocapteur magnétique pour le premier, et avec correction de timbre pour le second.

Alimenté en asymétrique sous 4 à 20 V, par exemple sous 9 V ici, le TAA 861 de la figure 15-3 *a* a une tension de repos (entrée + et sortie) fixée à 4,5 V. Le réseau de contre-réaction modèle la courbe de réponse en fréquence (fig. 15-4 *b*), le gain global dépendant de la résistance R (qui n'agit pas sur la réponse en fréquence).

L'impédance d'entrée est de 400 kΩ, le taux de distorsion, de 0,7 %, et l'excursion maximale de la tension de sortie est de 2,6 V eff à 30 Hz, de 1,5 V eff à 20 kHz.

Semblable dans son principe, le montage de la figure 15-4 *a*, dont la résistance d'entrée est d'environ 100 kΩ, a un gain de 15 dB à 1 kHz (fig. 15-4 *b*) et permet d'agir sur le timbre, en relevant ou atténuant les fréquences basses ou élevées. Le taux de distorsion reste inférieur à 0,5 % (tension de sortie : 2,4 V eff), ou à 4 % (tension de sortie : 3,5 V eff).

Dans le schéma de la figure 15-5, le TAA 861 est suivi par une paire complémentaire qui fournit 4 W.

La tension de repos aux émetteurs des AD 161 et AD 162 doit être égale à la moitié de la tension d'alimentation et est ajustée à l'aide du pont R_1-R_2. Le gain

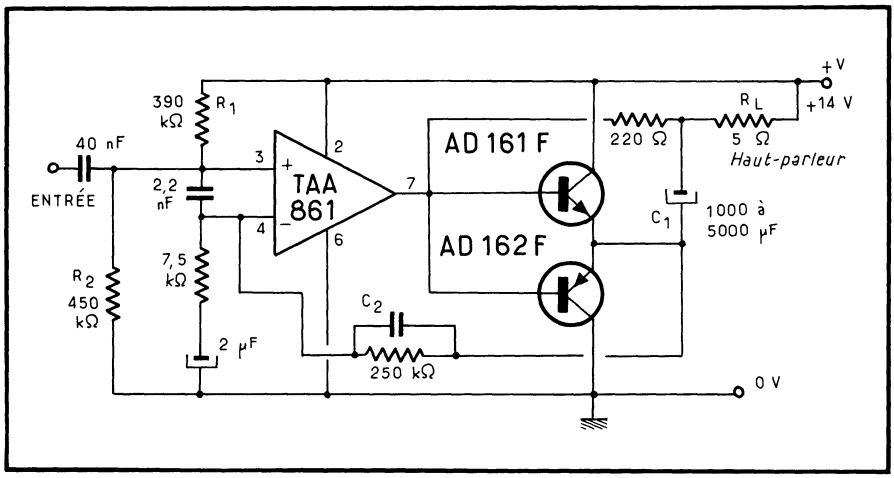


Fig. 15-5. — Amplificateur B.F. de puissance, capable de fournir 4 W (avec une alimentation de 14 V)

en tension est fixé à 30, le condensateur C_2 limitant la bande passante aux fréquences élevées; ainsi, avec $C_2 \simeq 30$ pF, on a une atténuation de 3 dB à 20 kHz; avec $C_2 \simeq 60$ pF, l'atténuation de 3 dB serait ramenée à 15 kHz.

En l'absence de signal, l'étage de sortie ne débite aucun courant; la zone « morte » ainsi créée introduit un taux de distorsion de l'ordre de 1 %.

Les fréquences basses sont limitées essentiellement par le condensateur C_1, de valeur comprise entre 1 000 et 5 000 µF. La distorsion est de 1 % à 1 W de sortie, de 2 % à 4 W de 40 Hz à 10 kHz, de 10 % à 4 W à 15 kHz. Avec une alimentation de 20 V, la puissance de sortie maximale passerait à 9 W.

15.2. Préamplificateurs stéréo hi-fi

Le MC 1303 P est un préamplificateur BF double (fig. 15-6) sous boîtier plastique DIL. L'excursion maximale de la tension de sortie est de 4,5 V eff pour une tension d'alimentation de ± 15 V max, soit 30 V en différentiel. Son gain en boucle ouverte est de 6 000, minimum, pour une diaphonie entre voies meilleure que 60 dB; d'autre part, la tension de bruit ramenée à l'entrée reste très faible : 0,5 µV nominalement; enfin, le CI est protégé contre d'éventuels courts-circuits à la sortie.

La structure générale des montages retenus pour une préamplification BF de haute qualité est celle de la figure 15-7. L'attaque s'effectue sur l'entrée directe, la résistance R_T représentant pratiquement l'impédance d'entrée du montage. La résistance R_1, elle, est choisie égale à la résistance de contre-réaction (réseau Z_F), afin de réduire le décalage entre les deux entrées, puisque ainsi les courants à chaque entrée (identiques, en principe), « voient » la même résistance et provoquent la même chute de tension.

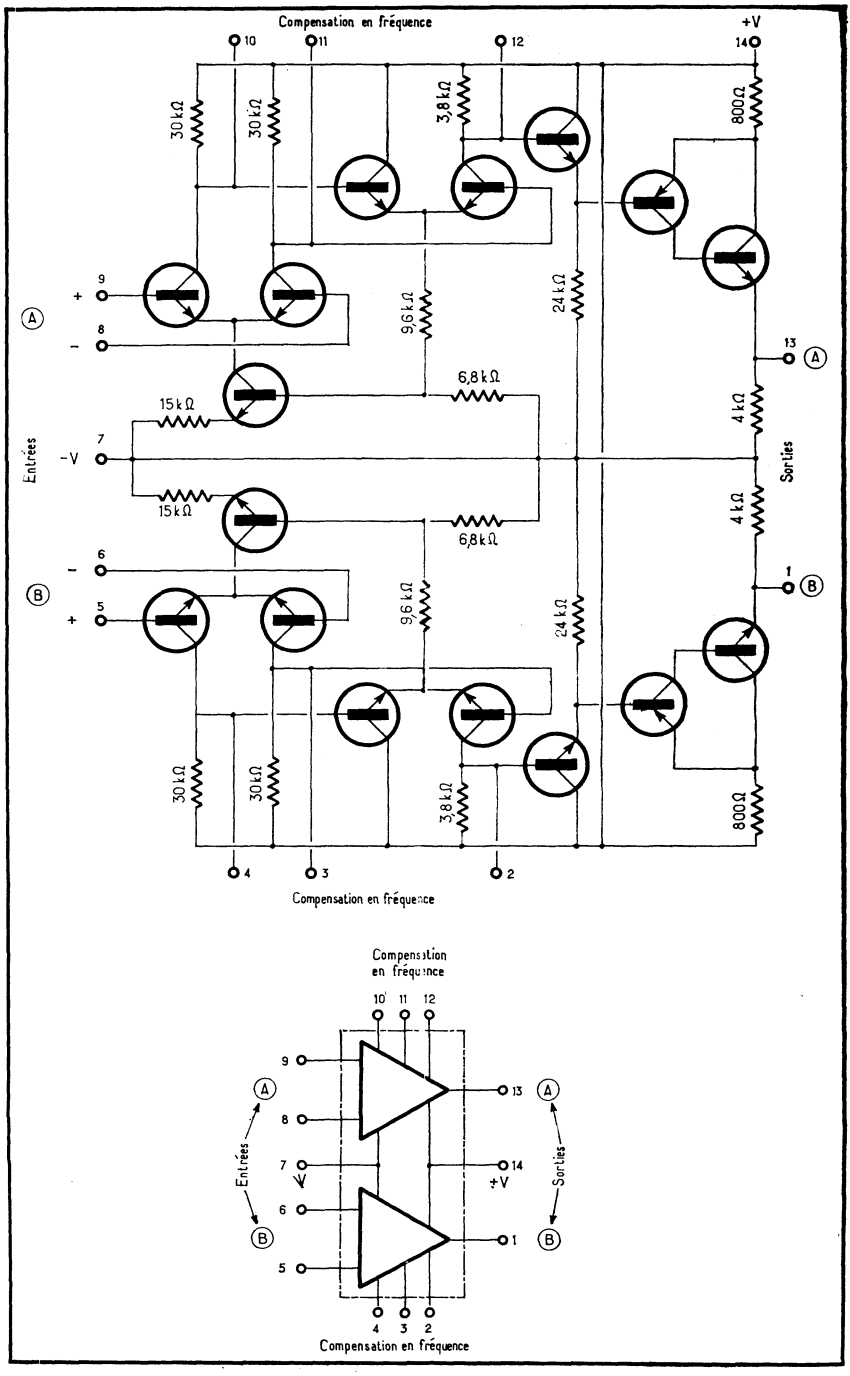


Fig. 15-6. — Le MC 1303 P est présenté en boîtier plastique à double rangée de connexions (« dual in line package », soit « DIP » ou « DIL », selon les auteurs...). Son schéma électrique est semblable à celui du MC 1302 P, à la valeur des éléments près.

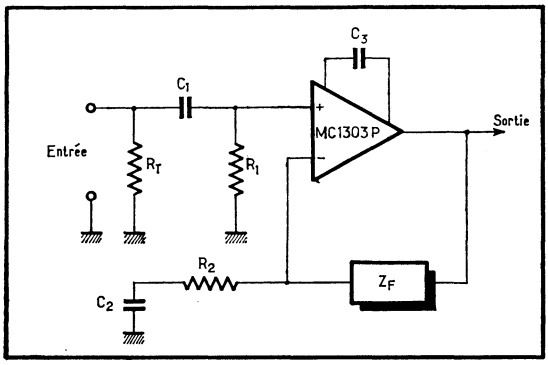


Fig. 15-7. — Selon la structure adoptée ici, l'attaque se fait sur l'entrée sans inversion.

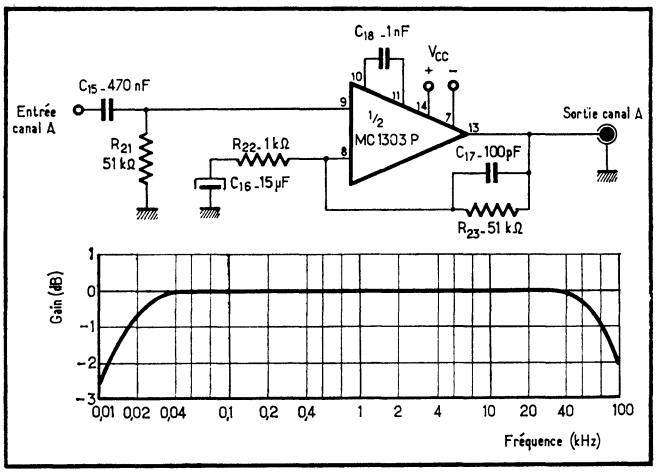


Fig. 15-8. — Amplificateur linéaire une voie. Le gain est ici de 50, porté au niveau 0 dB; la tension de sortie peut atteindre 5 Veff. Ce montage linéaire pourrait faire suite au réseau de correction de timbre représenté plus loin.

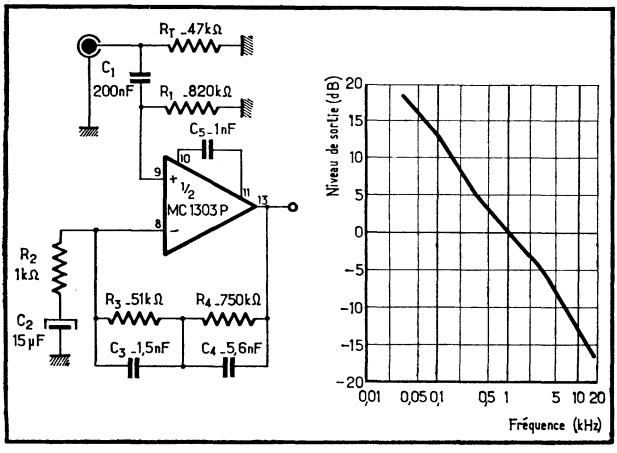


Fig. 15-9. — Amplificateur corrigé R.I.A.A. et sa courbe de réponse.

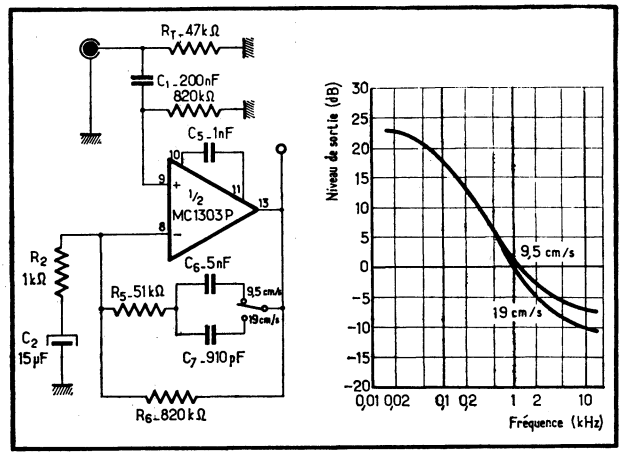


Fig. 15-10. — Amplificateur corrigé N.A.B. avec positions correspondant à une vitesse de défilement de 9,5 ou de 19 cm/s, et ses courbes de réponse.

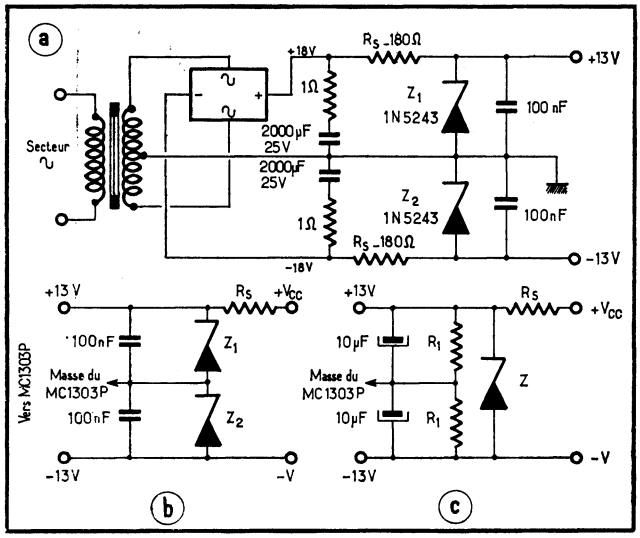


Fig. 15-11. — Alimentation classique bipolaire (a), et variantes monopolaires à deux (b) ou une (c) diode Zener.

Dans le cas du montage linéaire (fig. 15-8), le gain a été choisi égal à $R_{23}/R_{22} \simeq 50$ à 1 kHz. Le condensateur C_{17} en atténuant les fréquences élevées, réduit, du même coup, le bruit de fond.

Le montage *RIAA* (fig. 15-9) fait appel à un réseau de contre-réaction à peine plus compliqué; l'impédance d'entrée est déterminée par R_T, qui vaut ici 47 kΩ; le gain à 50 Hz est de 500 et passe à 50 à 1 kHz et à 5 à 20 kHz. La tension de sortie peut atteindre 5 V, avec des tensions d'alimentation de $\pm$13 V.

Le calcul du réseau de correction (R_3, R_4, C_2, C_3 et C_4) est, éventuellement, facile à mener. Ainsi, pour que le gain soit de 50 à 1 kHz, il faut utiliser une résistance de contre-réaction de 50 kΩ si R_2 vaut 1 kΩ; soit donc $R_3 = 51$ kΩ, valeur normalisée la plus proche. La pente de la courbe aux fréquences basses dépend de C_2; pour qu'elle atteigne −3 dB à 10 Hz, il faut que $Z_{C2} = R_2$ à 10 Hz, donc C_2 doit valoir 15,9 µF (tension de service : 3 V).

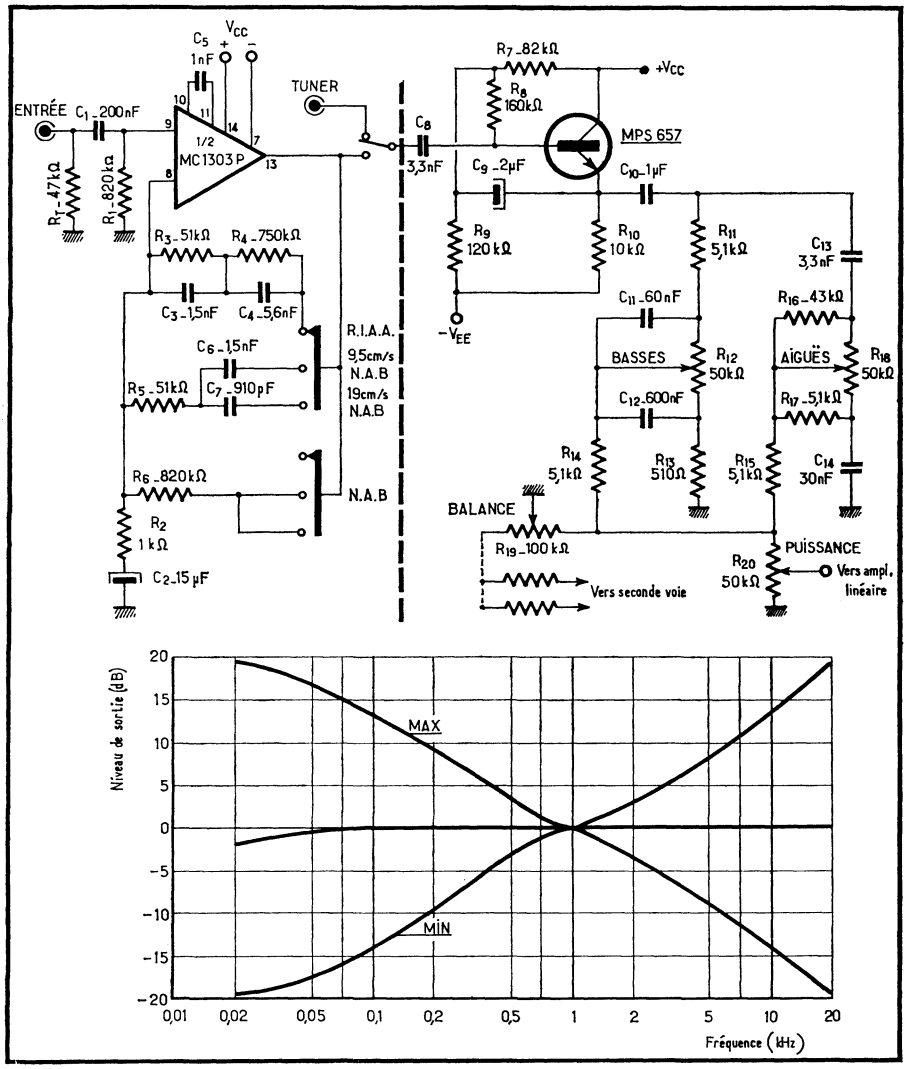


Fig. 15-12. — Le réseau de correction de timbre doit être précédé par un étage à transistor discret monté en émetteur suiveur (a). Nous avons fait figurer, sur ce schéma, le MC 1303 P avec ses commutations R.I.A.A. et N.A.B. Efficacité de la commande de timbre (b).

Poursuivons. Pour respecter la courbe classique *RIAA*, il faut choisir Z_{C3} égale à R_3 à 2,1 kHz, soit $C_3 = 1{,}5$ nF. Pour la même raison, $Z_{C4} = R_4$ à 530 Hz; or, si l'on prend $R_4 \simeq 15_3 \simeq 750$ kΩ, on trouve $C_4 = 5{,}6$ nF.

Le montage corrigé *NAB* apparaît dans la figure 15-10 pour deux vitesses de défilement (9,5 et 19 cm/s) et procède des mêmes principes. Le gain est de 50 à 1 kHz, l'inflexion des courbes se situant 1,85 kHz (9,5 cm/s) et 3,2 kHz (19 cm/s). La tension maximale d'entrée est alors de 100 mV à 1 kHz.

L'alimentation symétrique peut être réalisée très simplement, comme le montre la figure 15-11 *a*, car le MC 1303 P ne consomme que 15 mA au maximum. Les diodes Zener sont des types à ± 10 %.

Mais on peut également recourir à une alimentation polarisée unique (fig. 15-11 *b* et *c*), la diode Zener pouvant même être éventuellement omise si l'on part d'une tension déjà régulée mais supérieure.

Dans le cas de la figure *b*, il est préférable d'utiliser des Zener à ± 10 % ou même ± 5 %. La résistance R_S est calculée en posant :

$$R_S = \frac{V_{Z1} + V_{Z2} - V_{CC}}{(0{,}015)\, n + I_Z}$$

où V_{Z1} et V_{Z2} sont les tensions de Zener, V_{CC} la tension positive d'alimentation, n le nombre de circuits intégrés alimentés en parallèle et I_Z le courant à travers les Zener qui assure l'impédance dynamique la plus basse.

Dans le cas de la figure *c*, les résistances R_1, d'égale valeur, doivent être parcourues par un courant dix fois plus élevé que le courant d'entrée des bases (10 μA max. par circuit intégré); les condensateurs auront alors une impédance de dix fois inférieure à la fréquence la plus basse à considérer.

La commande de timbre s'effectue de façon classique, mais afin de réduire l'impédance d'attaque, il est préférable d'intercaler un étage à émetteur suiveur entre le MC 1303 P et le réseau de correction (fig. 15-12). Les potentiomètres à utiliser sont du type logarithmique.

15.3. Circuits de puissance audio

Classiques dans leurs principes, les circuits de puissance audio doivent débiter un fort courant sous une tension aussi élevée que possible. Au moment où ces lignes sont écrites, le circuit le plus performant est, en ce domaine, le TDA 2020 de *SGS-Ates*, qui fournit 20 W à une charge de 4 Ω (haut-parleur) avec moins de 1 % de distorsion. Et 50 W sont annoncés...

On va examiner ici le fonctionnement de tels circuits et leurs applications, en tenant compte du fait que, de plus en plus, on leur demandera d'être dotés de dispositifs complémentaires intégrés.

Pour cela, on va se référer aux circuits *SGS-Ates*, TCA 830, TBA 810 S et AS, TCA 940 et TDA 2020.

15.3.1. LE TBA 810 ET LES MONTAGES 6 W

Le schéma du TBA 810 est donné figure 15-13.

Le signal d'entrée attaque la base du transistor Q_1, monté en Darlington avec Q_4; le transistor Q_2, lui, sert de charge et il est polarisé par un pont, semi-actif et semi-passif.

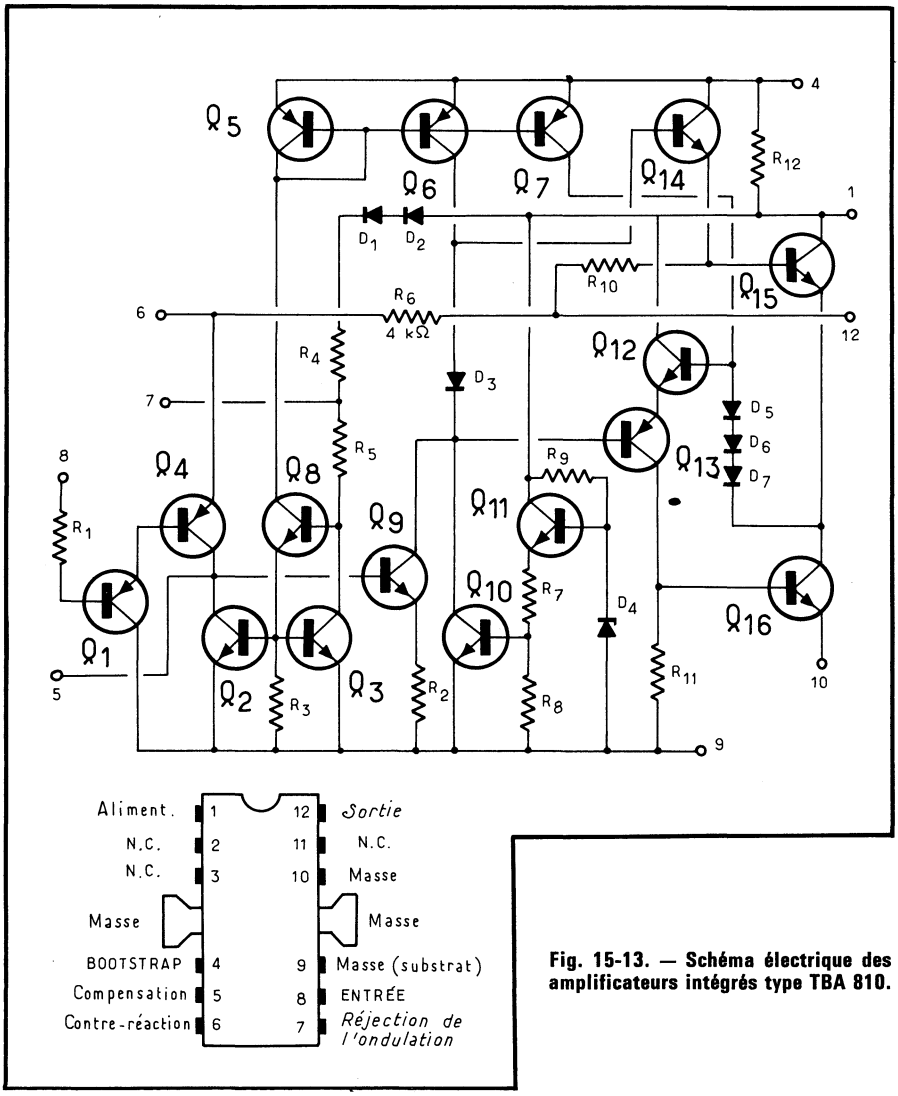


Fig. 15-13. — Schéma électrique des amplificateurs intégrés type TBA 810.

Puis le signal utile est appliqué à Q_9 selon un montage classique et il est prélevé sur son collecteur d'où il attaque, en parallèle, le PNP noté Q_{13} et le NPN noté Q_{14}. La sortie s'effectue du point commun de Q_{15} et Q_{16}, c'est-à-dire à la jonction entre l'émetteur du premier et le collecteur du second.

Le montage un peu complexe des éléments de sortie est dû au système d'auto-protection; si les bornes de sortie vers le haut-parleur viennent accidentellement à se court-circuiter ou si, tout simplement, une élévation anormale de la température se manifeste, le circuit intégré limite lui-même son courant de sortie de façon que les transistors intégrés ne souffrent pas. La cause du défaut disparaissant, le fonctionnement normal du circuit se rétablit de lui-même.

15.3.2. MONTAGE PRATIQUE D'UN AMPLIFICATEUR 7 W

L'utilisation du TBA 810 est remarquablement simple, comme en témoignent les deux montages 15-14, 15-15 : avec charge (donc le haut-parleur) relié à la masse ou au *plus* de l'alimentation.

Avec 6 W à la sortie, la sensibilité typique dépend de la valeur de la résistance R_f du réseau de contre-réaction. Elle sera de 80 mV à l'entrée pour 56 Ω et de 35 mV pour 22 Ω, pour 14,4 V d'alimentation.

15.3.3. AMPLIFICATEURS 10 W A TCA 940

L'amplificateur 10 W ne diffère pas, sous l'angle du schéma électrique, du 7 W décrit ci-dessus; il fait appel au circuit intégré TCA 940, qui doit être alimenté sous 20 V max (fig. 15-16).

Ce CI également présenté en boîtier plastique à 12 accès, avec radiateur, constitue une amélioration du précédent et peut débiter jusqu'à 3 A.

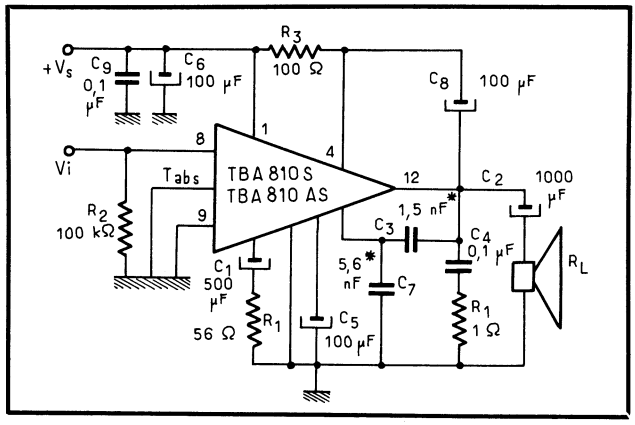


Fig. 15-14. — Montage classique des TBA 810.

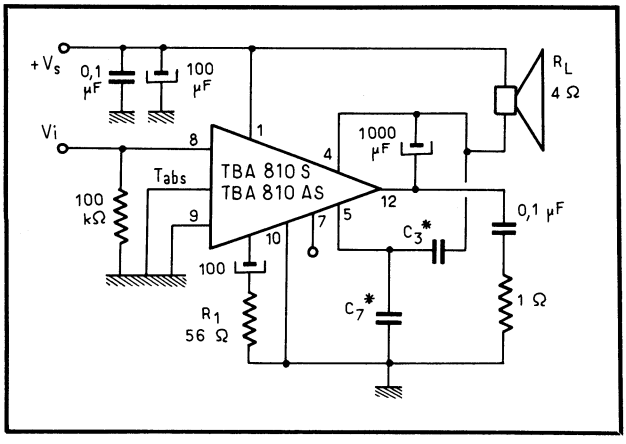


Fig. 15-15. — Le TBA 810 avec charge connectée à l'alimentation.

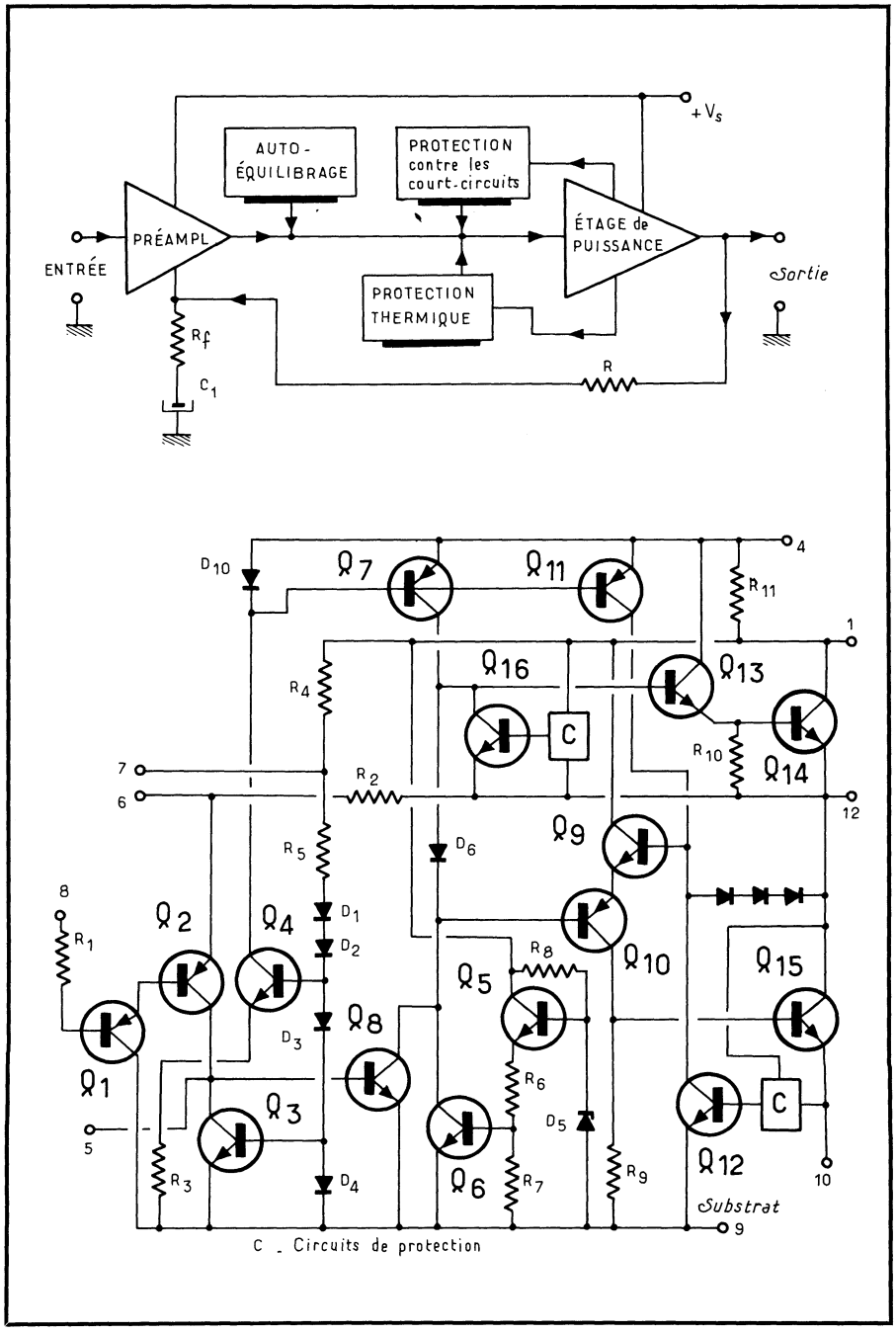


Fig. 15-16. — Synotique et schéma complet du TCA 940.

Il est cependant plus complexe que le précédent car il comporte plusieurs protections, et tout d'abord un circuit qui limite le courant débité par les transistors de sortie de façon qu'ils travaillent toujours dans leur zone de sécurité. De ce fait, le TCA 940 ne redoute ni les surcharges, ni les courts-circuits accidentels.

D'autre part, le transistor Q_6 servant de capteur de température est situé près des transistors de sortie; sa base est polarisée par une Zener à une tension de référence. Si la température s'accroît, son V_{BE} diminue (d'environ 2 mV/°C) et de ce fait, il dérive une partie du courant de base du driver Q_{10}, bloquant la sortie de l'étage de puissance.

La figure 15-17 montre que cette protection intervient dès 110 °C et bloque complètement le circuit à 150 °C pour les valeurs données dans le schéma.

L'application de base est dessinée figure 15-18.

A nouveau, la bande passante globale dépend de la résistance R_f et des condensateurs C_3 et C_7. Les performances du montage, elles, sont tout simplement à extrapoler de celles du montage 7 W.

Il peut être intéressant de donner un exemple de réalisation sur circuit imprimé. C'est ce qui est fait figure 15-19 ou l'on voit la disposition des composants.

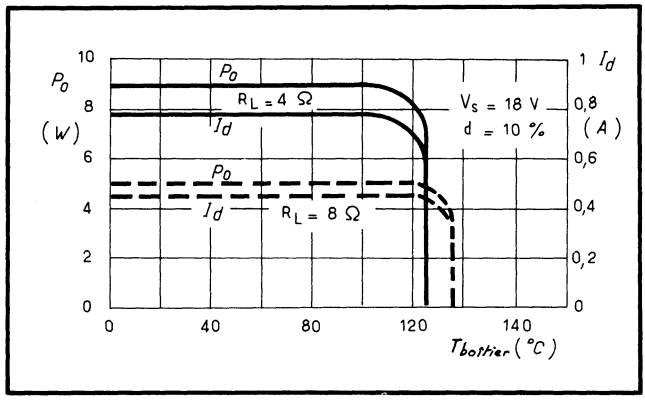


Fig. 15-17. — Puissance de sortie en fonction de la température, montrant l'action du circuit de protection.

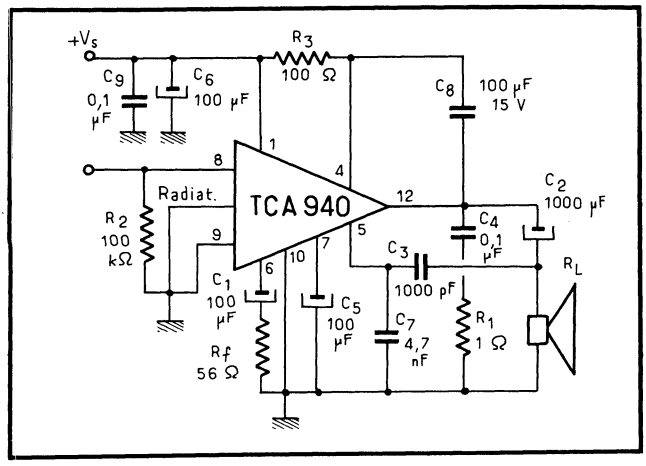


Fig. 15-18. — Montage typique du TCA 940, capable de fournir 10 W sinusoïdaux à une charge de 4 ohms. Ses sorties sont totalement protégées.

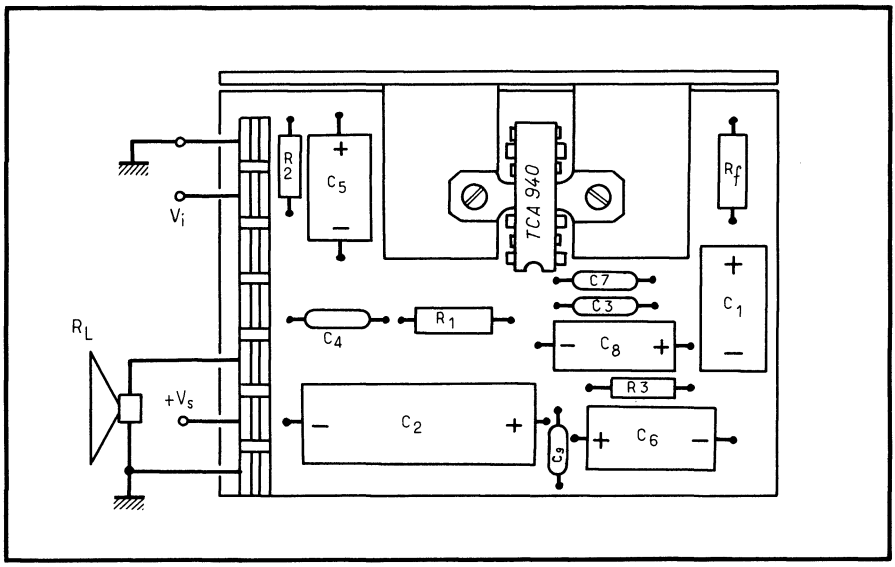


Fig. 15-19. — Montage des composants d'un amplificateur 10 W à TCA 940.

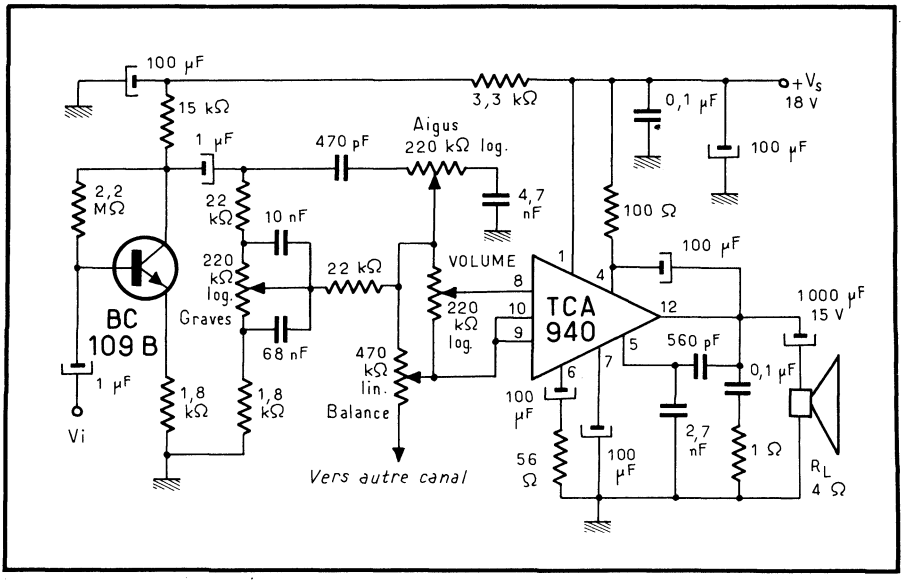


Fig. 15-20. — Une voie d'un amplificateur stéréophonique 2 × 9 W à TCA 940, à 5 W, la distorsion est inférieure à 0,3 %.

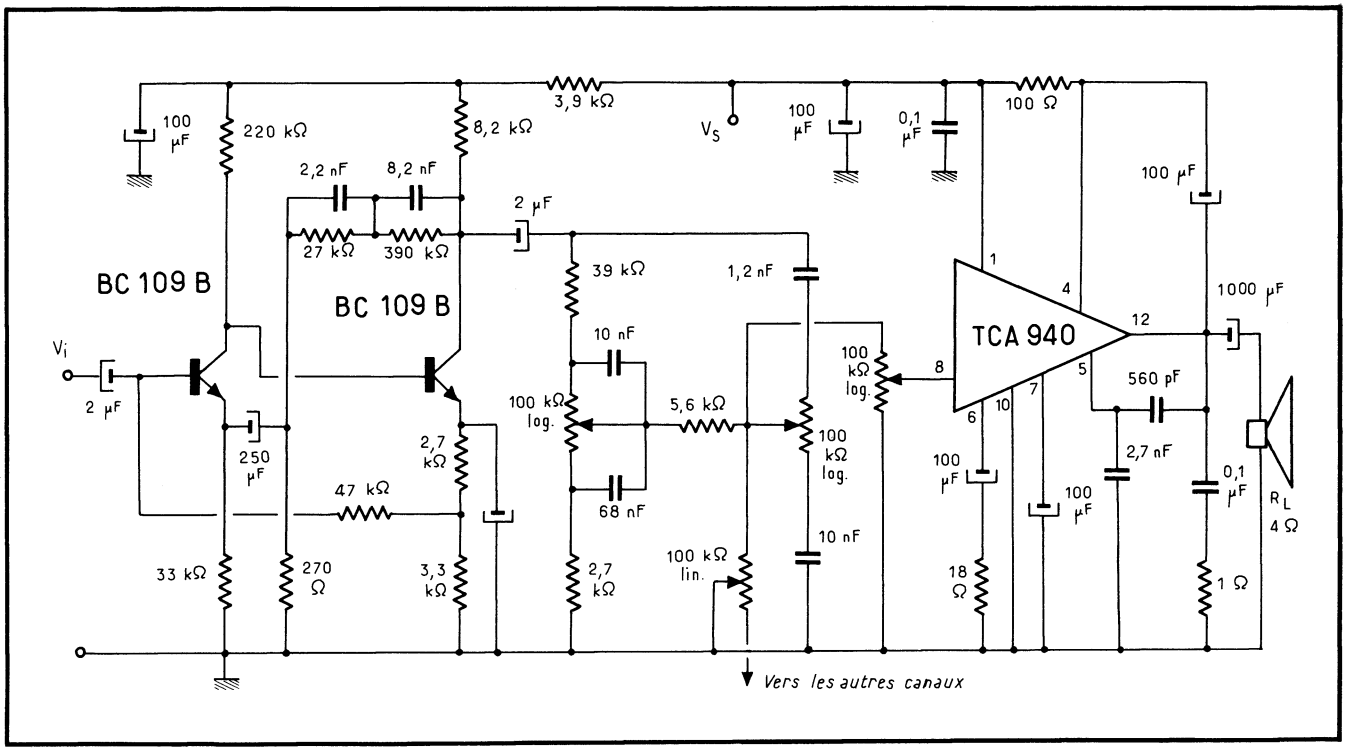


Fig. 15-21. — Une voie complète stéréophonique avec correction RIAA pour cellule magnétique.

15.3.4. MONTAGE STÉRÉO 2 x 9 W

Ce même TCA 940 est appliqué à un montage stéréo dans la figure 15-20, où une voie seule a été représentée. On y trouve les diverses commandes habituelles, y compris bien entendu la commande d'équilibrage des voies. La bande passante va de 40 Hz à 30 kHz à −3 dB avec les valeurs adoptées.

Pour compenser les pertes introduites par les réseaux de commande, il a fallu introduire un transistor supplémentaire d'entrée. Mais on remarquera que la commande de volume est située *après* ce transistor, ce qui est favorable.

A 9 W, la sensibilité du montage est de 150 mV sur une impédance d'entrée supérieure à 300 kΩ. Cependant, la distorsion harmonique atteint 10 % à 1 kHz, à ce niveau; elle redescend à quelque 0,3 % à 5 W.

Un tel montage est directement attaqué par une cellule piézo. Pour passer à une tête de lecture magnétique, il faut ajouter un réseau de correction RIAA et un second transistor (fig. 15-21). Les performances restent les mêmes pour une sensibilité de 4 mV (sur 50 kΩ), fournissant 9 W.

Le montage devra être assuré sur un excellent radiateur.

15.3.5. L'AMPLIFICATEUR 20 W A TDA 2020

Annoncé en 1974, le TDA 2020 est un circuit fournissant 20 W à une charge de 4 Ω, ou 13 W à 8 Ω, avec 1 % de distorsion.

Il se présente en boîtier plastique « quadruple-in-line », c'est-à-dire du type DIL mais à pattes de sorties décalées, et il est doté d'un radiateur en cuivre. L'impédance thermique jonction-boîtier n'est que de 3 °C/W. Il inclut, comme le 940, deux circuits de protection.

A sa différence, il doit être alimenté par une double source de tension, solution adoptée en raison de l'économie qu'elle pourrait apporter aux montages stéréo et quadriphoniques.

La figure 15-22 donne le synoptique du circuit et son schéma électrique. A l'entrée se présente un Darlington différentiel, se composant de paires de PNP verticaux et de PNP latéraux. Grâce aux charges actives (Q_5 et Q_6) et à la haute impédance d'entrée de l'étage suivant (Q_7 et Q_8), le gain obtenu est de 40 dB en tension.

Le driver Q_8 avec son générateur de courant Q_9 ajuste, à l'aide de la chaîne de diodes, le courant de repos de l'étage final à 30 mA sous toutes les conditions d'alimentation et de température.

La sortie en classe AB est du type quasi complémentaire. Toutes les polarisations sont assurées par Q_9, Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}, la résistance à effet de pincement R_1 et la Zener Z_1.

Cette dernière et le diviseur R_2, R_3 fournissent une tension de référence de 340 mV appliquée à Q_{13} et Q_{14} : elle suffit pour rendre ces derniers conducteurs lorsque la température atteint 150 °C. Dans ce cas, ils dérivent le courant de polarisation de l'étage driver ce qui provoque le blocage de la sortie. Ainsi sont éliminés les risques d'emballage thermique.

Mais cette protection serait insuffisante car la tension élevée d'alimentation peut accidentellement entraîner les transistors de sortie dans leur zone de second claquage. Aussi existe-t-il une seconde protection, qui surveille en permanence le

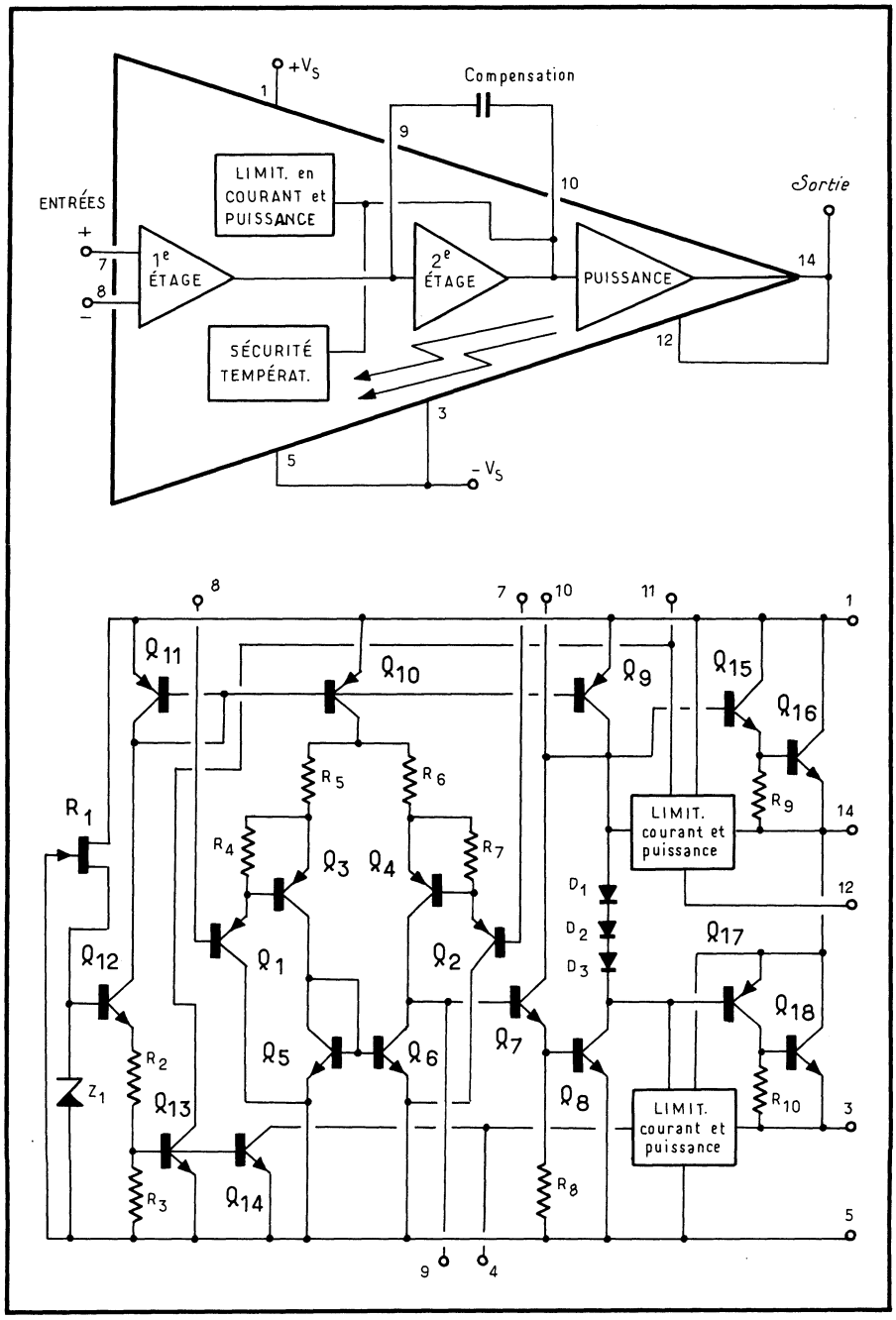


Fig. 15-22. — Synoptique (a) et (b) schéma électrique du TDA 2020 (20 W).

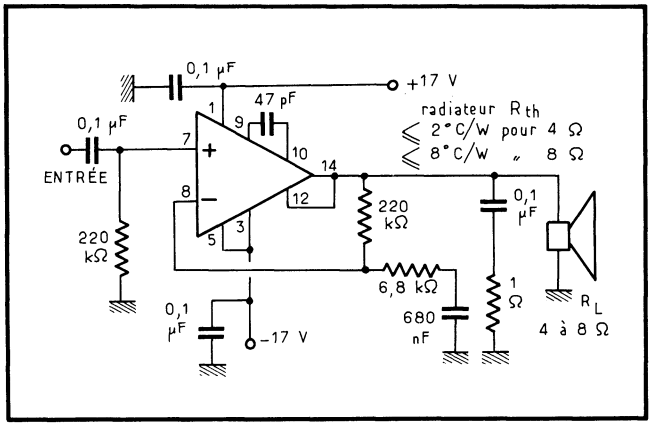


Fig. 15-23. — Montage typique du TDA 2020.

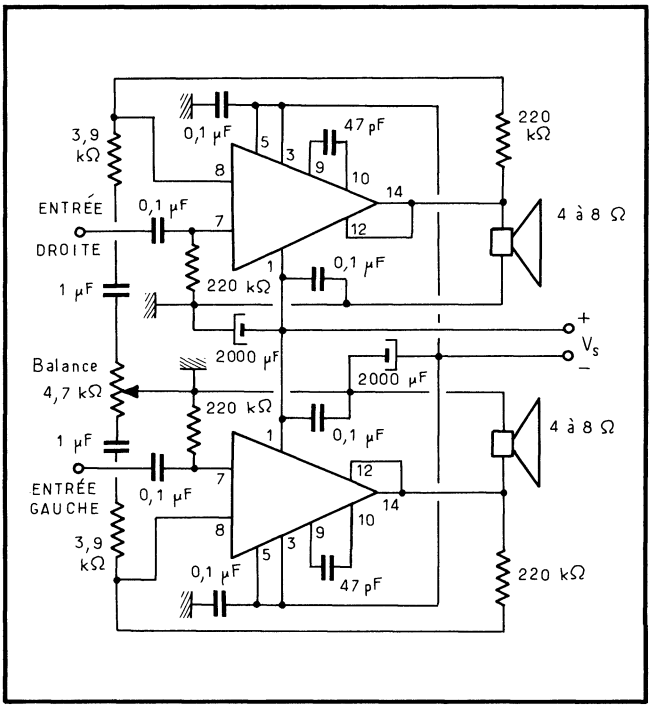


Fig. 15-24. — Le TDA 2020 en stéréo.

courant collecteur et la tension collecteur-émetteur des transistors de sortie. Ces informations sont comparées à une référence interne et la limitation intervient dès que les valeurs excèdent les limites prévues.

L'impédance thermique, elle, est fortement réduite car la puce de silicium est directement soudée sur le radiateur de cuivre, sans feuille de Kovar intermédiaire.

Pour ± 20 V d'alimentation, le courant de sortie maximal est alors de 3,5 A, le gain en boucle ouverte est de 90 dB, la résistance de sortie de 1 Ω (en boucle

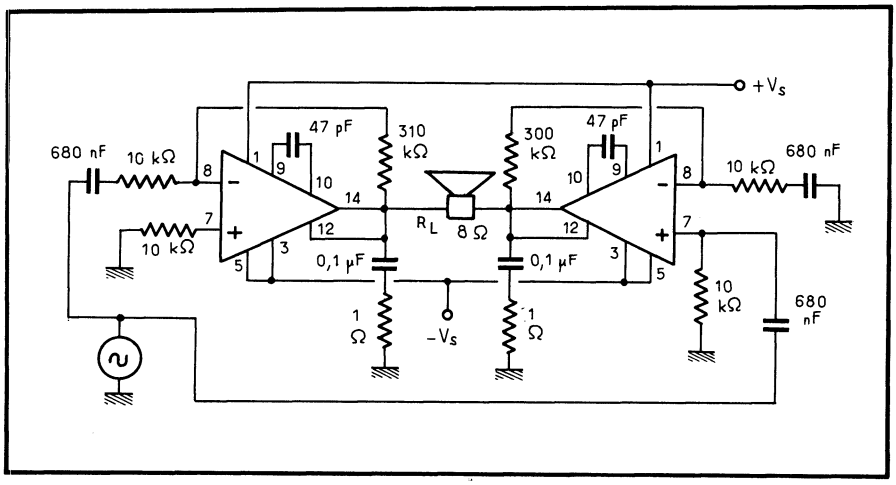


Fig. 15-25. — Montage en pont fournissant 36 W.

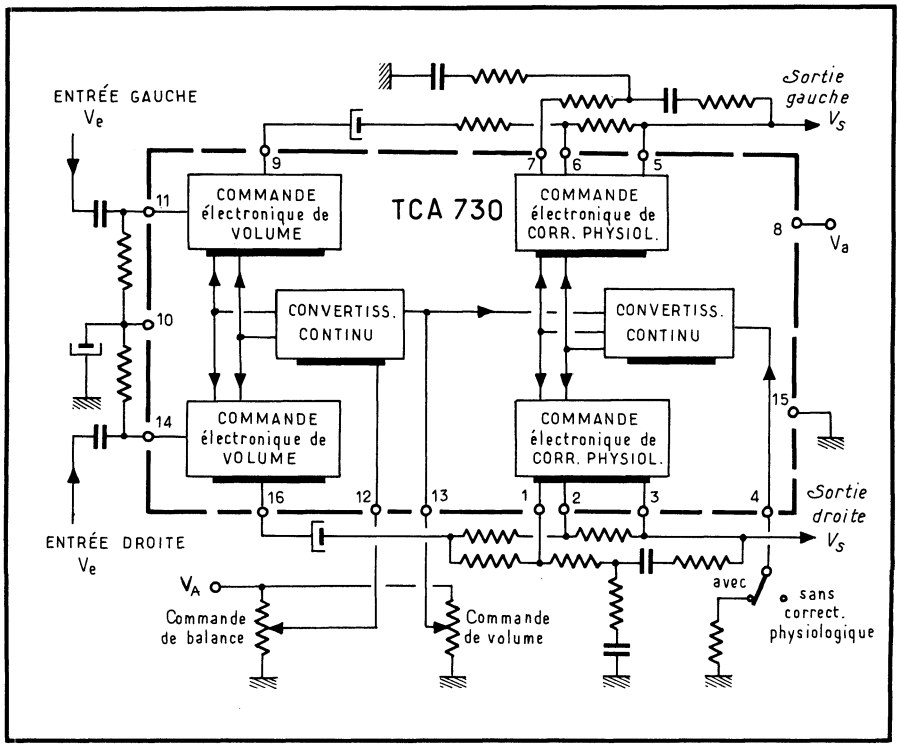


Fig. 15-26. — Le TCA 730 dans un montage type.

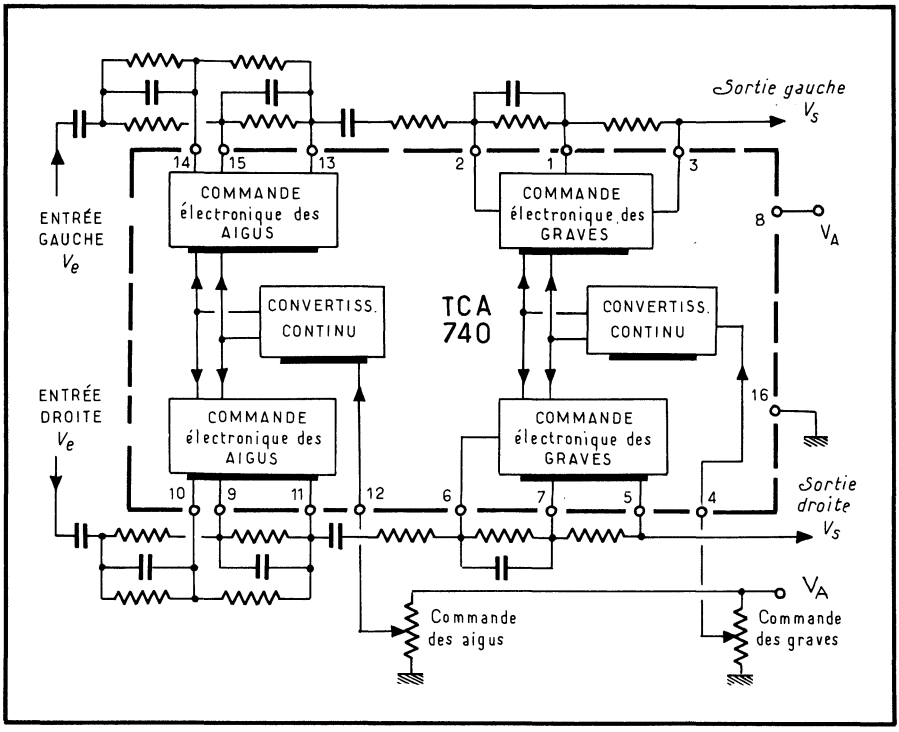


Fig. 15-27. — Le TCA 740, circuit de commande de tonalité en continu.

ouverte), le courant de polarisation de 0,2 μA, l'offset de 5 mV, le RRMC de 90 dB, et le bruit à l'entrée de 4 μV eff de 20 Hz à 20 kHz.

La figure 15-23 montre l'application typique du TDA 2020 pour une voie : il fournit 20 W sinusoïdaux à 4 Ω, avec 1 % de distorsion. En stéréo, mais sans alimentation stabilisée (fig. 15-24), la puissance serait un peu réduite pour maintenir la même distorsion. Enfin, un montage en pont (fig. 15-25) permet d'obtenir 36 W dans une charge de 8 Ω!

15.4. Dispositifs complémentaires

Des problèmes spécifiques se posent aux chaînes stéréo ou quadriphoniques, en matière de commande. En effet, commander 2 ou 4 voies pourrait exiger 2 ou 4 potentiomètres par commande, éventuellement montés sur un axe unique; d'autre part, il serait difficile de rapprocher suffisamment l'organe de commande du dispositif commandé.

Aussi, préfère-t-on passer par une commande unique à tension continue pour le volume, la tonalité, l'équilibrage, la correction physiologique... placée bien sûr

sur la face avant de l'appareil, mais distribuée ensuite par une simple connexion aux circuits asservis.

15.4.1. CIRCUIT DE COMMANDE DE VOLUME ET D'ÉQUILIBRAGE

Tel est l'objet du TCA 730, de *RTC-La Radiotechnique Compelec*, qui est un préamplificateur stéréophonique avec commande, en continu, du volume et de

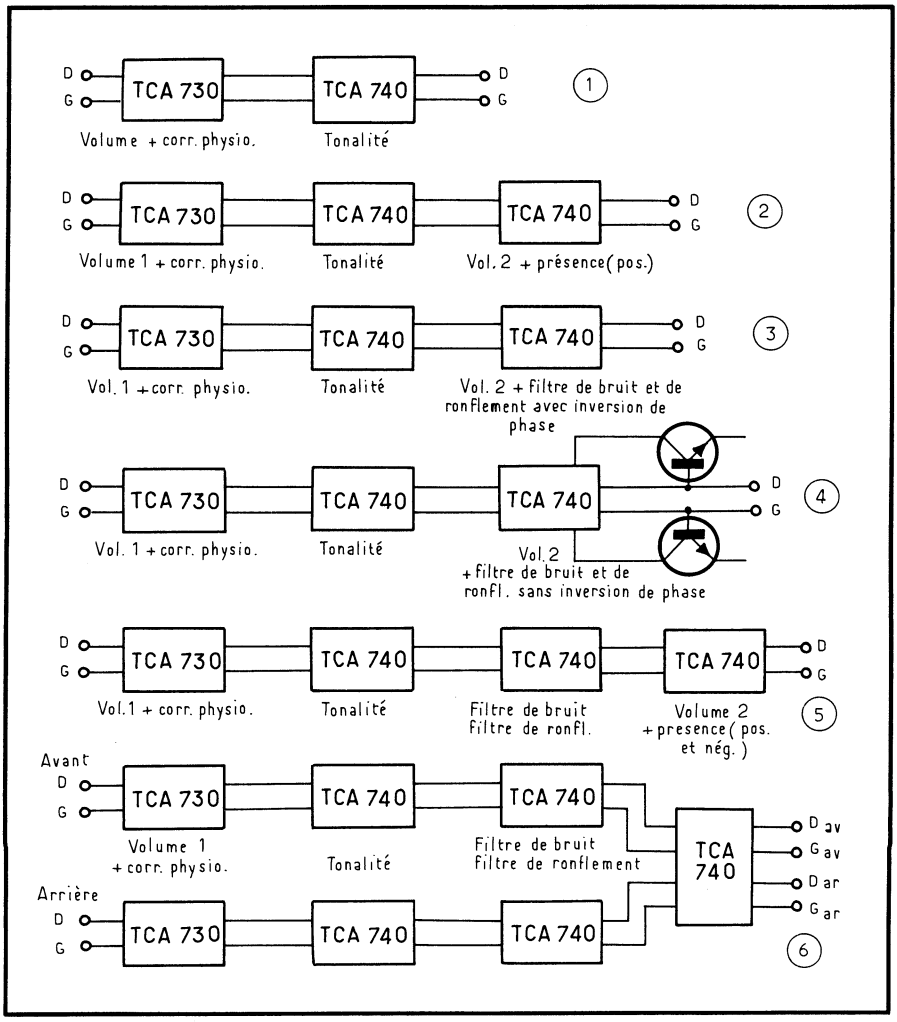


Fig. 15-28. — Quelques montages possibles du TCA 730 et 740.

CHAPITRE 16

CIRCUITS POUR RADIO, TV, APPAREILS GRAND PUBLIC

Si les circuits pour matériels grand public dérivent des mêmes principes, leur complexité atteint parfois un degré remarquable. On en aura maint exemple ici.

16.1. Circuits AM pour récepteur AM/FM

Pour illustrer notre propos, commençons par la présentation d'un circuit AM, le TBA 570, qui s'insérera dans un récepteur complet AM/FM comme le montre la figure 16-1 (les autres types de circuits sont également des références *RTC*).

Le TBA 570 est un circuit à usage général pour les récepteurs radio AM/FM (fig. 16-2). Ses excellentes performances en modulation d'amplitude font qu'il convient parfaitement pour réaliser la section AM des récepteurs haute fidélité. L'application, présentée ici, montre les composants périphériques qui doivent être associés au TBA 570 pour obtenir une tension de 500 mV nécessaire à l'attaque de l'amplificateur.

Du fait que le détecteur et sa capacité sont intégrés, les harmoniques de la fréquence intermédiaire sont éliminés et « les sifflements » qui peuvent être causés par leur réinjection dans le circuit d'antenne sont évités.

La tension d'alimentation peut varier de 3,6 à 18 V. Pour un rapport signal/bruit de 26 dB, la sensibilité à la borne (2) est de 18 μV; elle est de 4 μV pour une tension de sortie détectée de 10 mV; enfin, cette même borne 2 admet au maximum 150 mV.

Le même circuit, on le verra, peut servir en AM et FM.

l'équilibrage, utilisé dans les amplificateurs stéréophoniques ou quadriphoniques. Le circuit incorpore également une commande de correction physiologique commutable extérieurement.

Son synoptique est donné figure 15-26 dans un montage typique où il est alimenté sous 15 V (de 13,5 à 16,5 V). Le gain est de 20 dB pour une plage de commande de volume de 90 dB avec 100 mV à l'entrée; la distorsion avec $V_E = 100$ mV et $V_S = 1$ V est de 0,1 %.

L'équilibrage agit sur ± 10 dB et admet 1 V. L'impédance d'entrée est de 250 kΩ, celle de sortie minimale, de 4,7 kΩ pour une tension maximale $V_S = 1$ V. La réponse en fréquence va de 20 Hz à 20 kHz et la dispersion sur les voies est de 2 dB.

15.4.2. CIRCUIT DE COMMANDE DE TONALITÉ EN CONTINU

Le TCA 740, de *RTC* également, est lui un préamplificateur stéréophonique avec commande en continu des graves et des aigus (fig. 15-27).

L'efficacité de la commande est supérieure à ± 15 dB à 40 Hz et à 15 kHz, pour une distorsion de 0,1 %, un rapport signal à bruit de 60 dB et une diaphonie de 60 dB. L'alimentation s'effectue sous 15 V.

La figure 15-28 donne quelques exemples de montage de ces deux circuits.

16.2. Radio FM

Le synoptique de la figure 16-1 situe l'emplacement pour lequel le TCA 420 A de *RTC* a été conçu : recevant une tension FM maximale de 25 μV (limitation —3 dB), il fournit 115 mV en sortie, borne (6), en audio-fréquence pour une excursion de ±15 kHz. Il comprend les fonctions suivantes (fig. 16-3) :

— amplificateur symétrique pour la fréquence intermédiaire (10,7 MHz) présentant un gain de 65 dB;
— démodulateur symétrique à quadrature;
— circuit de commutation pour le décodeur stéréo;
— circuit de commande de l'indicateur de champ;
— circuit de commutation silencieux (Muting);
— circuit de suppression automatique des réponses latérales avec possibilité d'ajustage manuel.

Si les circuits d'accord d'entrée recourent à des diodes à variation de capacité, il faut leur fournir une tension extrêmement stable en fonction du temps, de la

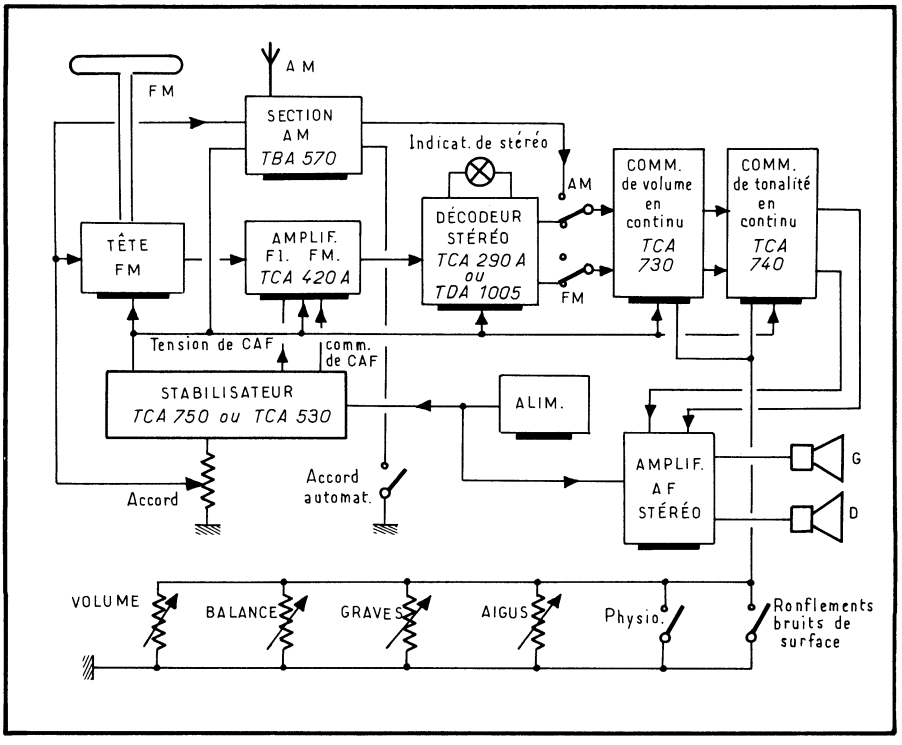


Fig. 16-1. — L'intégration de récepteurs AM/FM telle que proposée par RTC.

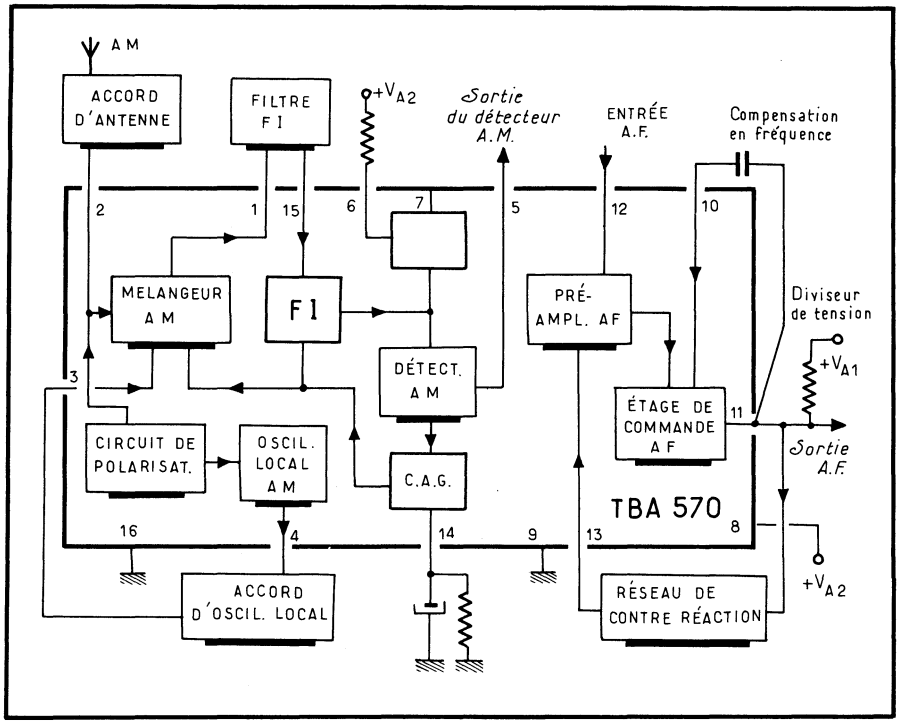


Fig. 16-2. — Le TBA 570 dans une application typique.

température, et des variations d'alimentation. Le circuit fournissant cette tension doit également avoir un temps d'établissement très bref.

Les stabilisateurs TCA 530 et TCA 750 qui remplissent ces conditions, permettent, en outre, de superposer des tensions de CAF à la tension d'accord, de telle sorte que le facteur de correction demeure constant dans la totalité de la gamme d'accord.

Ces deux circuits ont été développés en faisant appel à des philosophies différentes.

Ainsi, le TCA 530 fournit une tension stable pour l'accord électronique des récepteurs AM/FM (fig. 16-4). La tension de référence interne est obtenue à partir d'une diode de référence thermostatée.

Une tension pour le contrôle automatique de fréquence est superposée à la tension d'accord de telle sorte qu'un facteur de correction constant soit obtenu.

Pendant la recherche des émissions, un interrupteur électronique déconnecte la CAF et fourni un signal de blocage qui permet un fonctionnement silencieux entre stations. La constante de temps de ce « silencieux d'accord » peut être modifiée par le choix des composants extérieurs.

Cette fonction est automatiquement éliminée dès qu'une nouvelle émission est correctement reçue. Si un courant de plus de 4 mA est nécessaire à la sortie

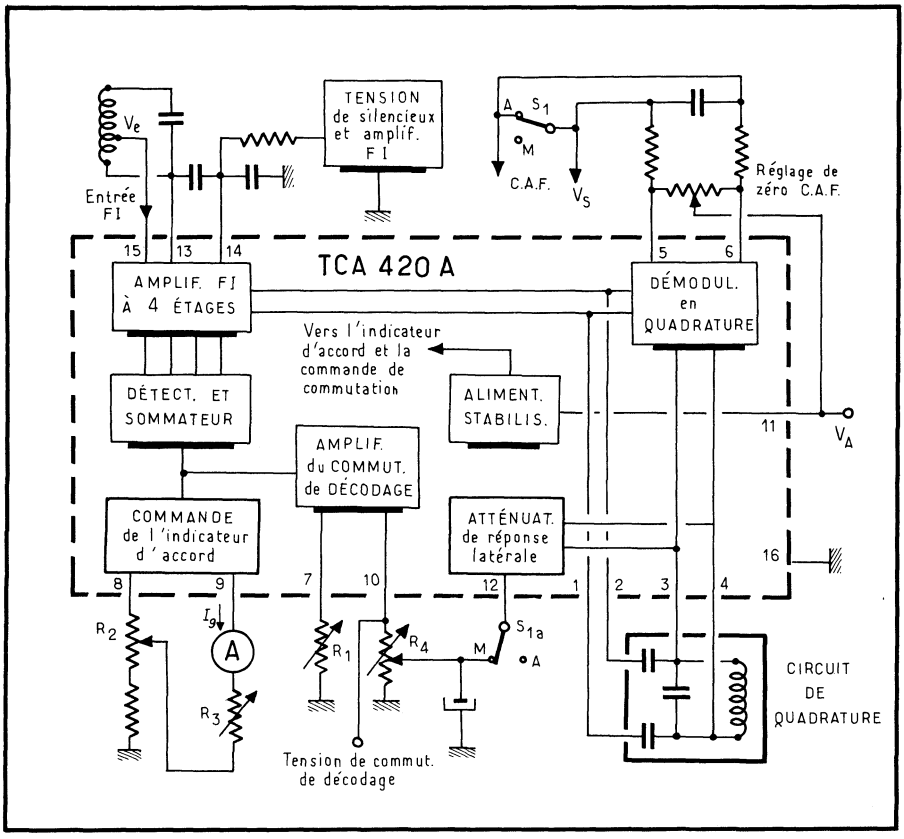


Fig. 16-3. — Le TCA 420 A dans son application typique.

« tension d'accord », celui-ci peut être obtenu par un amplificateur en composants discrets qui est alors inséré dans la boucle de contre-réaction, ce qui ne dégradera donc pas la stabilité de la tension d'accord.

Les composants périphériques sont peu nombreux, et leur implantation sur le circuit imprimé n'est pas critique.

Le TCA 750, lui, est un multistabilisateur pour accord électronique (fig. 16-5) qui, utilisé conjointement à la diode BZV 38, remplit toutes les exigences de stabilisation et comprend les possibilités supplémentaires suivantes :

— ajustage du facteur d'amplification de la CAF (jusqu'à 5) avec une excursion de tension pouvant atteindre 2,2 V;

— la stabilité de la tension d'accord ne dépend que du coefficient de température de la diode de référence. La diode BZV 38 est optimale pour l'utilisation dans les récepteurs FM;

— l'élimination de la CAF se fait par application d'une impulsion lors de la recherche de station;

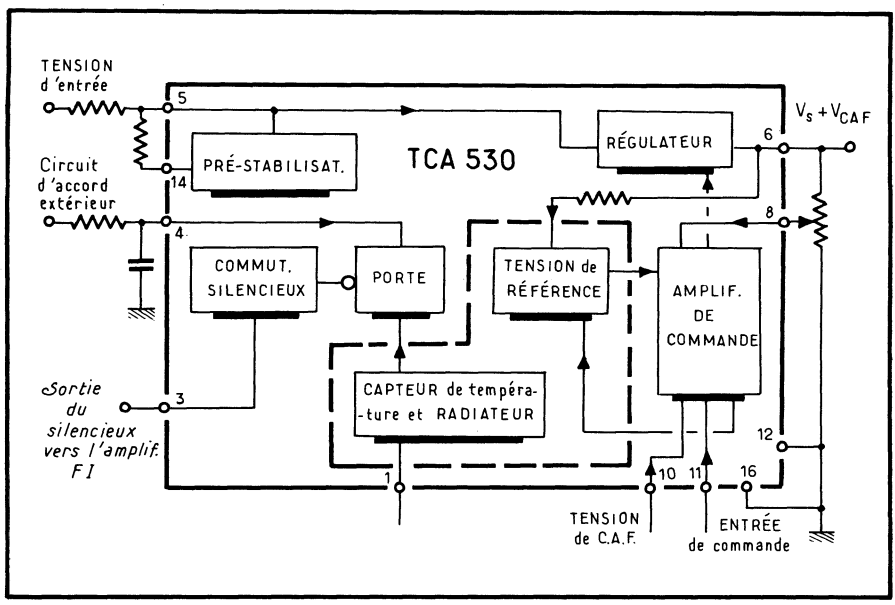


Fig. 16-4. — Synoptique du TCA 530.

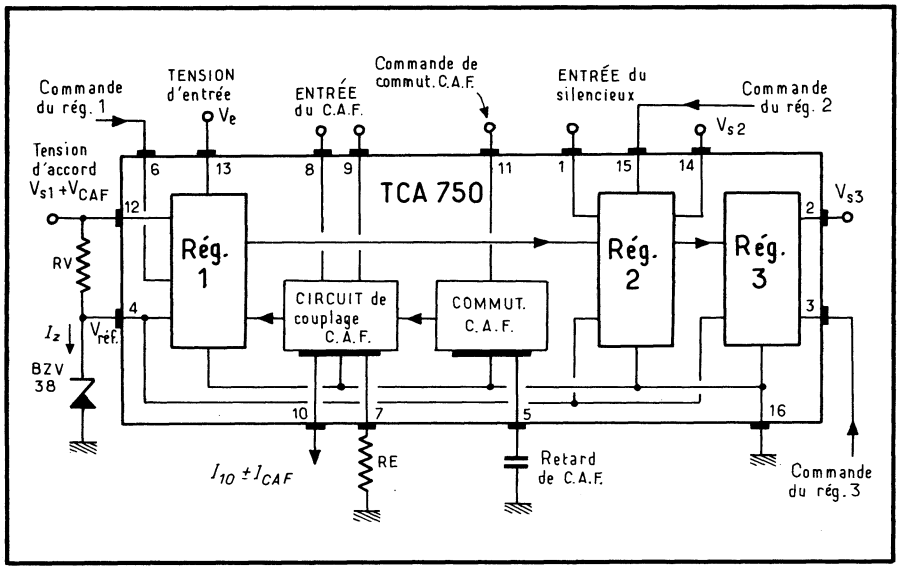


Fig. 16-5. — Synoptique du TCA 750, multistabilisateur pour accord électronique.

— la commutation de la CAF peut être retardée jusqu'à 2 s après déclenchement de l'interrupteur électronique par application d'une impulsion de tension (positive ou négative). Ce retard est déterminé par un condensateur extérieur;

— le courant disponible à la borne 10 (CAF) permet la recherche automatique des stations par l'adjonction de quelques transistors discrets ;

— un deuxième circuit de stabilisation avec ajustage extérieur du temps de commutation fournit l'alimentation de la tête RF et du premier étage audio-

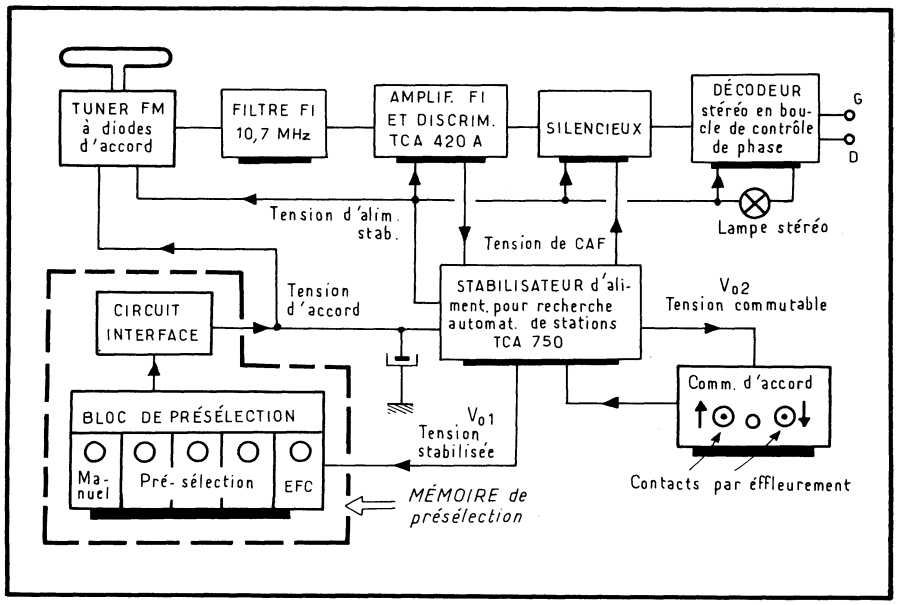


Fig. 16-6. — Comment le TCA 750 s'insère dans le récepteur.

fréquence. Il est également utilisé pour inhiber la CAF et le volume sonore lors du passage d'une station à une autre;

— un troisième étage de stabilisation peut être utilisé pour fournir une tension stable aux différents étages du récepteur et à la lampe indicatrice de stéréo;

— les trois circuits de stabilisation sont protégés contre les courts-circuits de la charge et sont individuellement ajustables par le choix d'un pont de résistances;

— le courant disponible à la sortie de chacun des stabilisateurs peut être augmenté par l'adjonction d'un transistor de puissance. Celui-ci sera inclus dans la boucle de contre-réaction.

Il s'insère alors dans la chaîne comme le montre la figure 16-6.

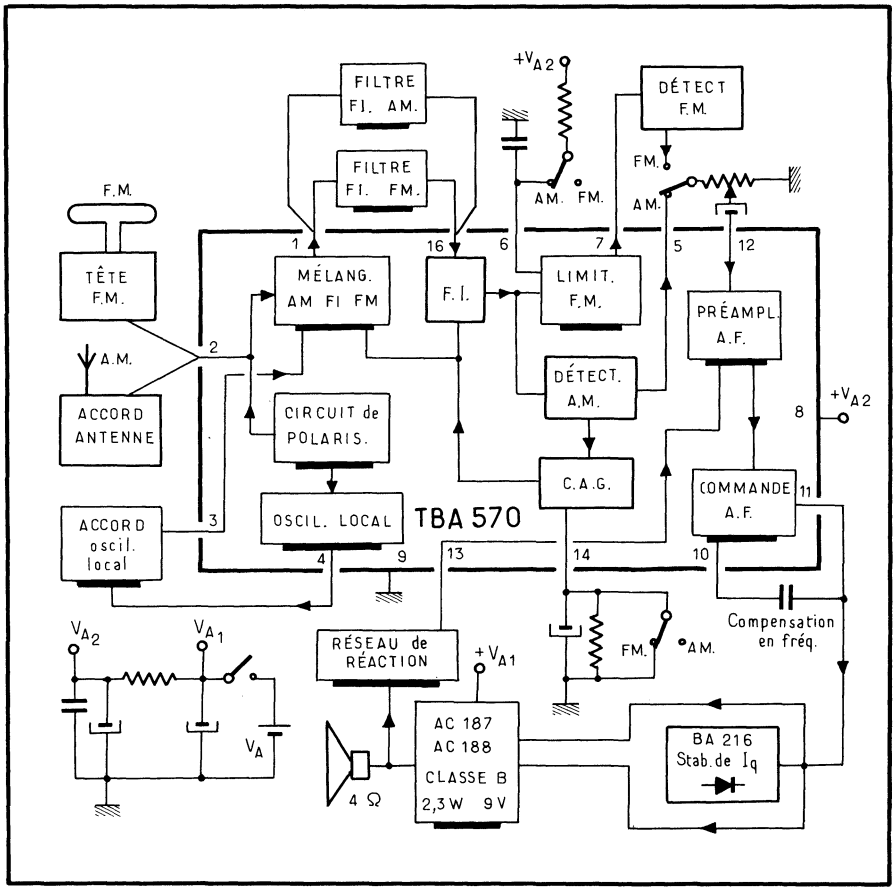


Fig. 16-7. — Le TBA 570 en amplificateur mixte AM-FM.

16.3. Récepteurs AM/FM

Deux formules sont retenues pour les récepteurs AM/FM portables ou d'appartement :

1. Intégrer l'ensemble du récepteur, sauf les circuits de puissance;
2. Intégrer l'ensemble du récepteur, circuits de puissance compris, à l'exclusion des étages HF.

Dans le premier cas, le TBA 50 peut servir de chaîne d'amplification mixte, comme le montre la figure 16-7. Il comprend en effet :

— l'étage oscillateur local mélangeur, l'amplificateur FI, l'amplificateur de CAG et le circuit de détection (y compris la capacité de détection) pour les signaux en modulation d'amplitude;

— un amplificateur limiteur à deux étages pour la FI à 10,7 MHz pour la modulation de fréquence;

— un circuit de stabilisation de la polarisation des têtes RF, FM;

— tous les composants actifs pour l'amplification AF à l'exception de l'étage de sortie et de la diode de stabilisation du courant de repos.

Alimenté sous 3,6 à 18 V et consommant 10 mA au repos, il travaille à 18 MHz au maximum. En AM, 4 μV à l'entrée produisent 50 mW à la sortie; en FM, la tension d'entrée est de 18 μV pour un rapport signal/bruit de 26 dB.

Dans le second cas, c'est le TBA 700 qui convient (fig. 16-8). Il comprend :

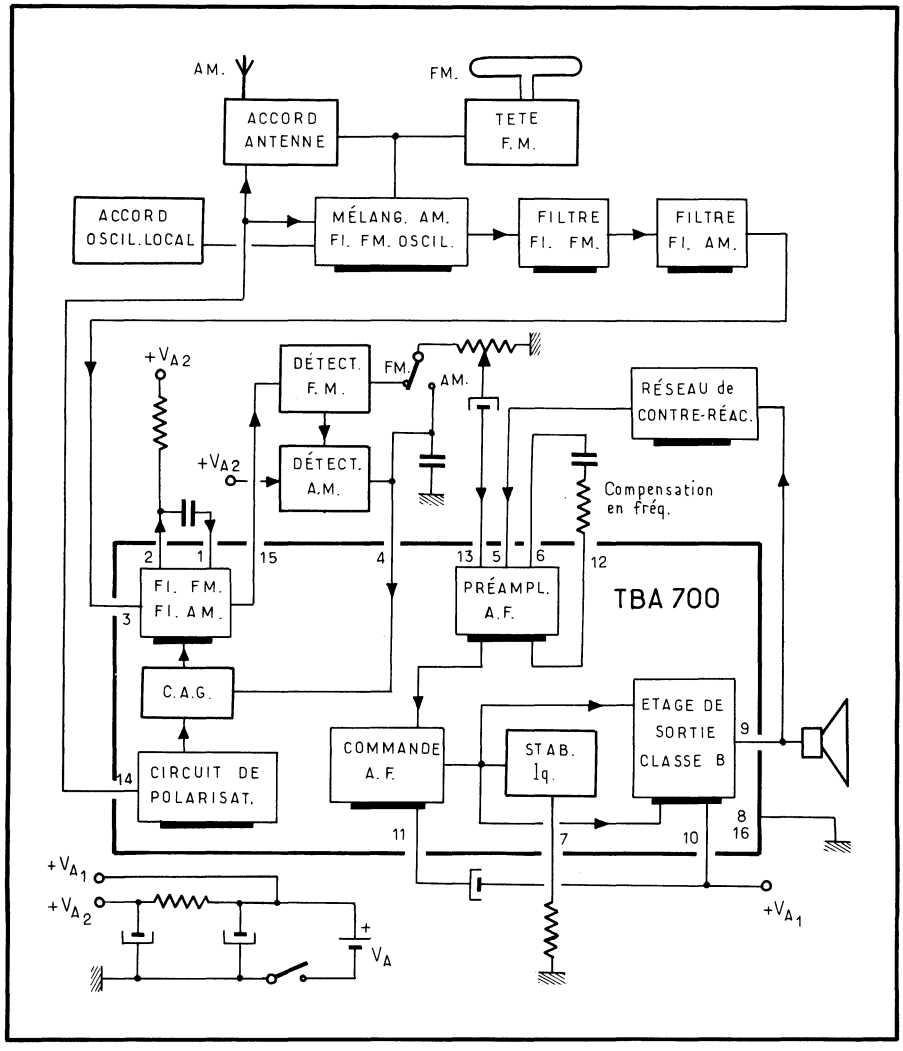


Fig. 16-8. — Le TBA 700, récepteur complet sans étage HF.

— un amplificateur FI à deux étages utilisable en AM ou en FM;
— un étage de sortie complet pour une puissance AF de 1 W;
— un circuit de stabilisation fournissant une tension de polarisation constante pour l'étage RF en FM et l'oscillateur mélangeur en AM; ceci pour une tension d'alimentation comprise entre 2,7 et 12 V;
— un amplificateur de CAG;
— un circuit de stabilisation du courant de repos.

Alimenté sous 2,7 à 12 V, il consomme au repos 24,5 mA et travaille jusqu'à 30 MHz. La puissance de sortie est de 1 W pour 9 V d'alimentation.

16.4. Systèmes d'enregistrement-lecture

Les circuits intégrés spéciaux pour magnétophones et cassettophones, sont, dans la même gamme, les TDA 1002 et 1003, fonctionnant soit dans un ensemble

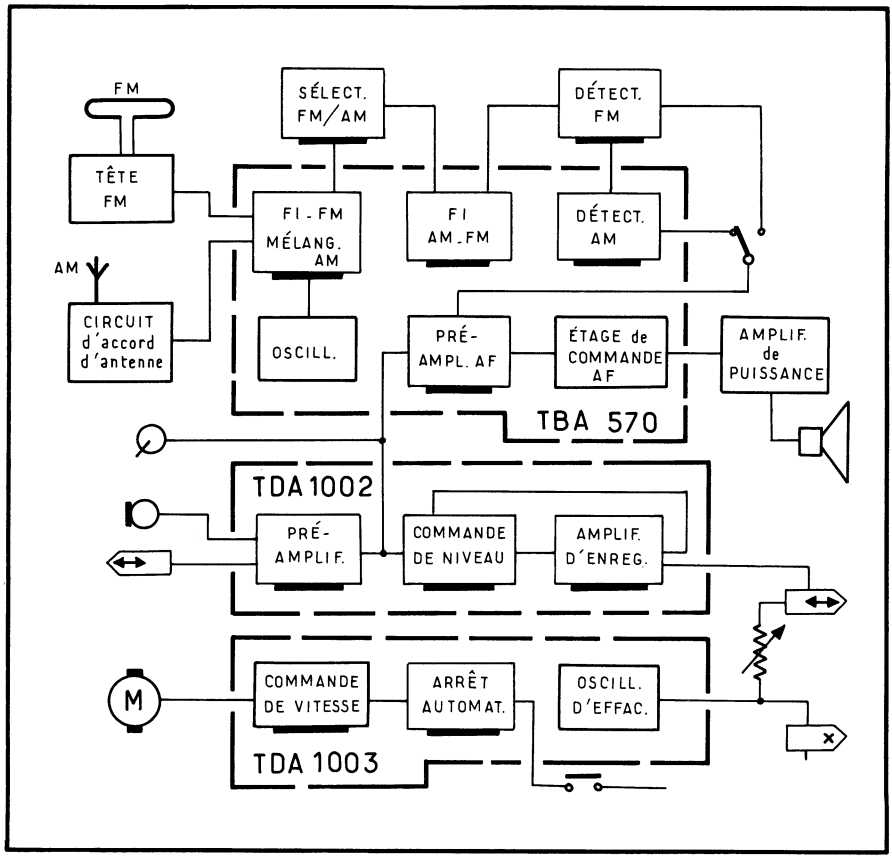


Fig. 16-9. — Utilisation des TDA 1002 et 1003 dans un récepteur-cassettophone.

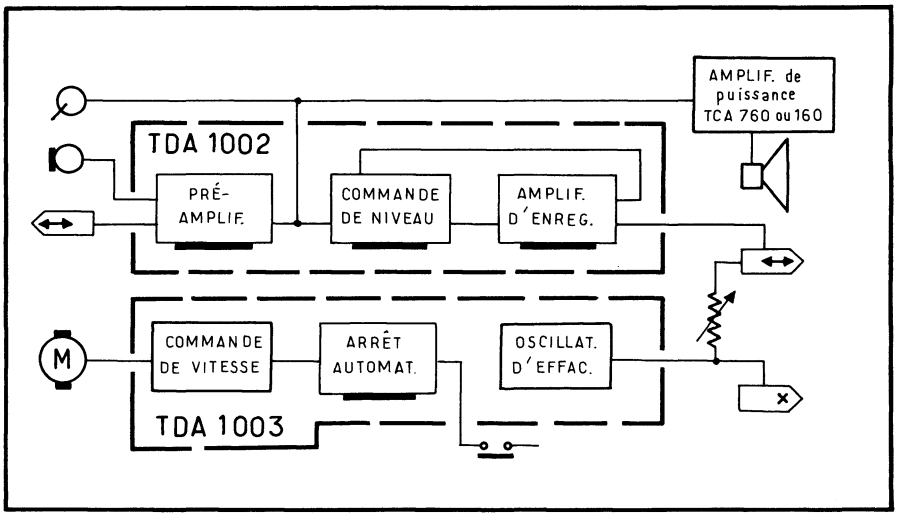


Fig. 16-10. — Les TDA 1002 et 1003 dans un magnétophone (sans étage radio).

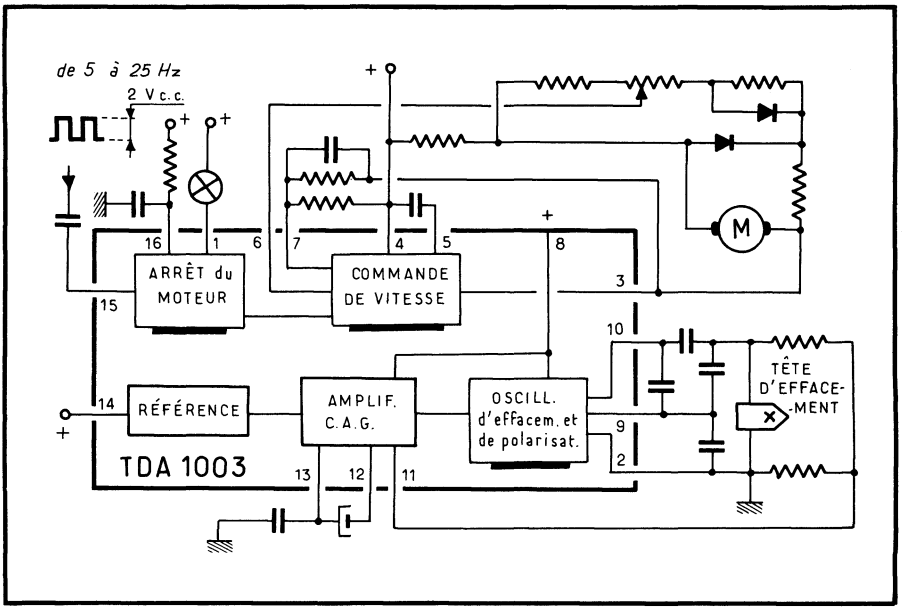


Fig. 16-11. — Synoptique du TDA 1003.

radio avec le TBA 570 (fig. 16-9), soit dans un système d'enregistrement-lecture seul (fig. 16-10).

Le TDA 1002 comprend toute l'amplification faible niveau nécessaire dans le cheminement du signal, aussi bien à l'enregistrement qu'à la lecture, et en tenant compte des différentes sensibilités : préamplificateur, amplificateur d'enregistrement et circuit de commande dynamique des niveaux.

Le TDA 1003 comprend toutes les autres fonctions actives qu'il serait difficile d'intégrer sur le même cristal que les fonctions amplification : circuit de régulation de vitesse pour le moteur d'entraînement, circuit de commande d'arrêt automatique et circuit de polarisation et d'effacement (fig. 16-11).

Le circuit « moteur » régule la force contre-électromotrice et fournit une tension stabilisée au moteur du cabestan. La tension moteur est corrigée pour tenir compte des variations de caractéristique des bobinages et du matériau magnétique, inhérentes aux variations de courant et de température. Cette régulation est maintenue aussi longtemps qu'un train d'impulsions est appliqué au circuit d'arrêt automatique. Une sortie de ce circuit permet l'allumage d'un voyant lumineux lors de l'arrêt.

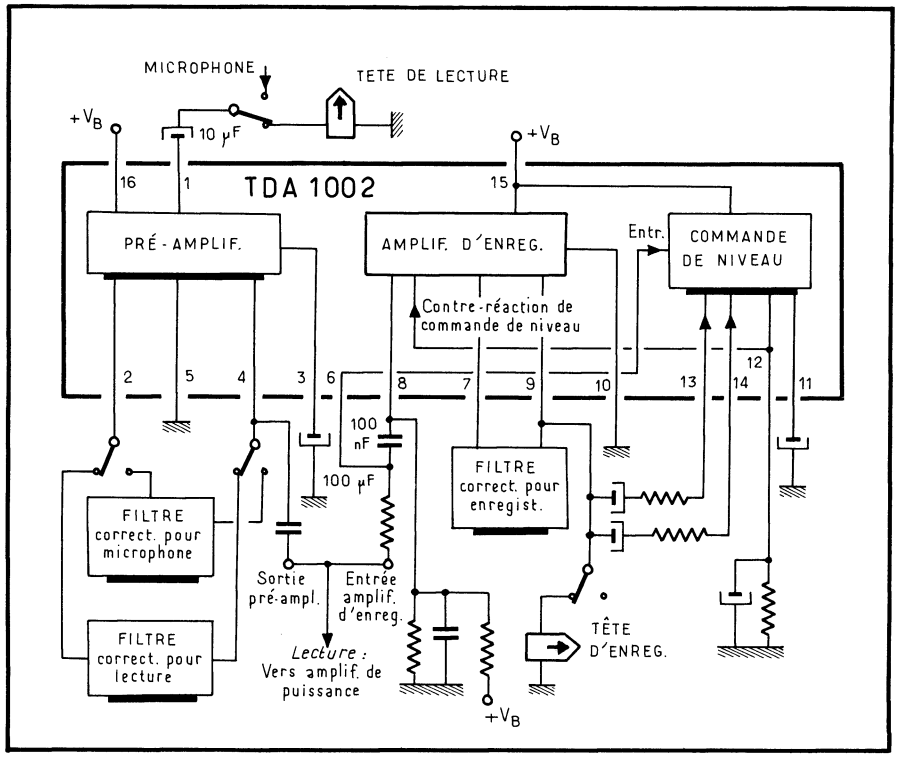


Fig. 16-12. — Synoptique du TDA 1002.

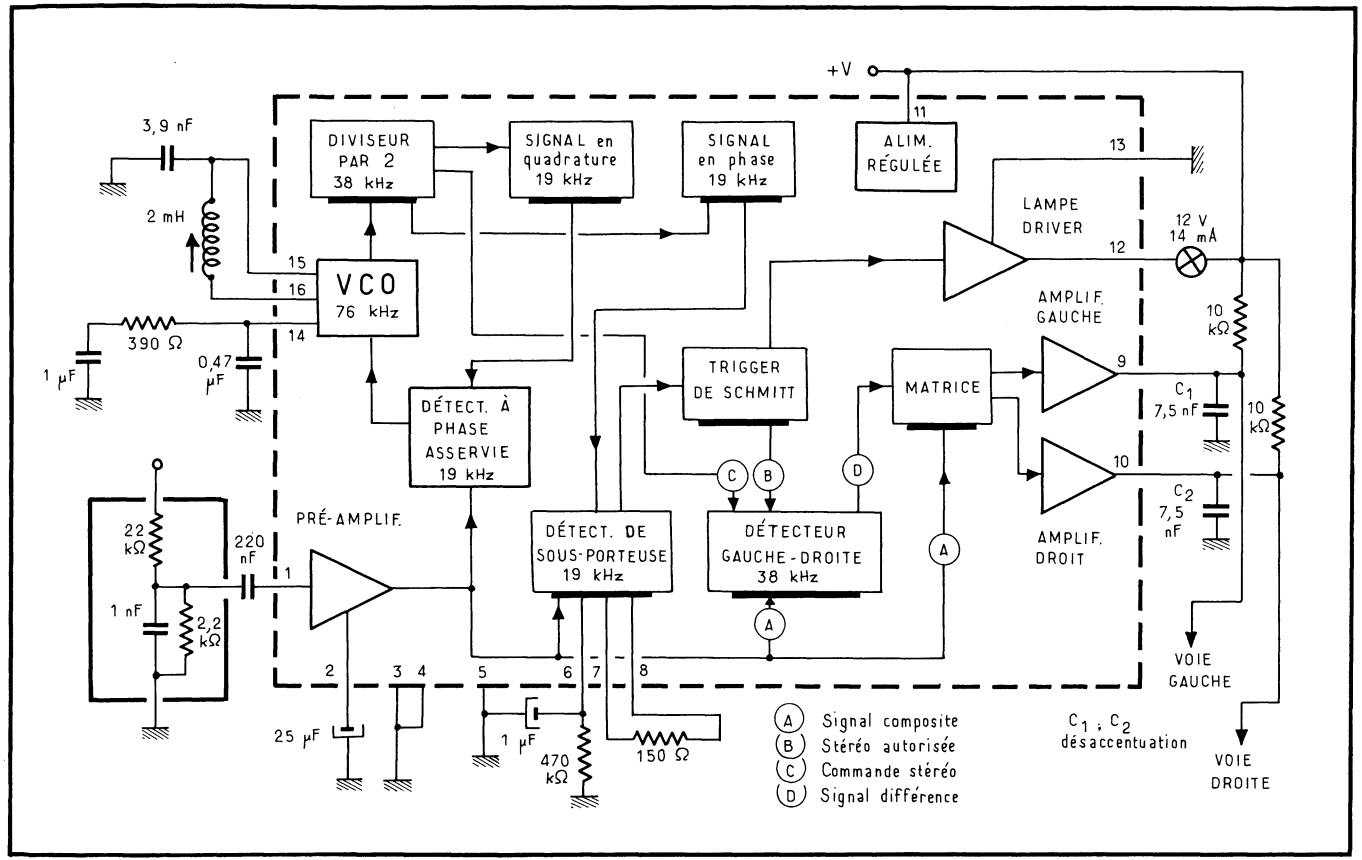


Fig. 16-13. — Le démultiplexeur CA 3090 Q de RCA.

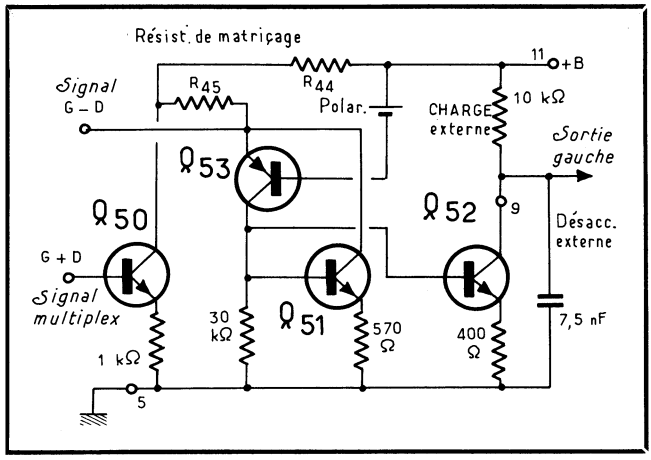


Fig. 16-14. — Les circuits de matriçage du CA 3090.

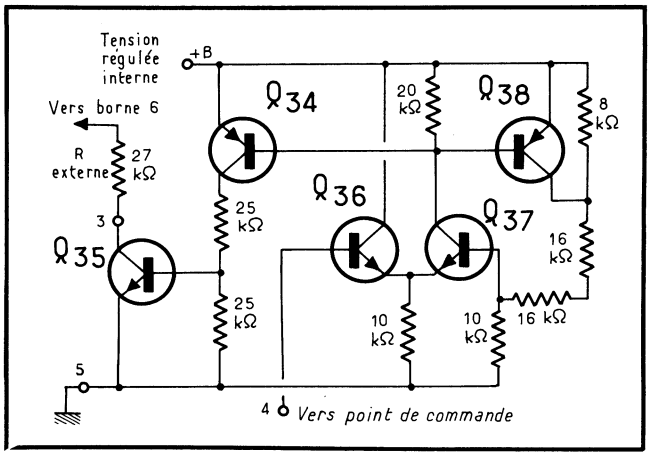


Fig. 16-15. — Circuits de détection à trigger de Schmitt du CA 3090.

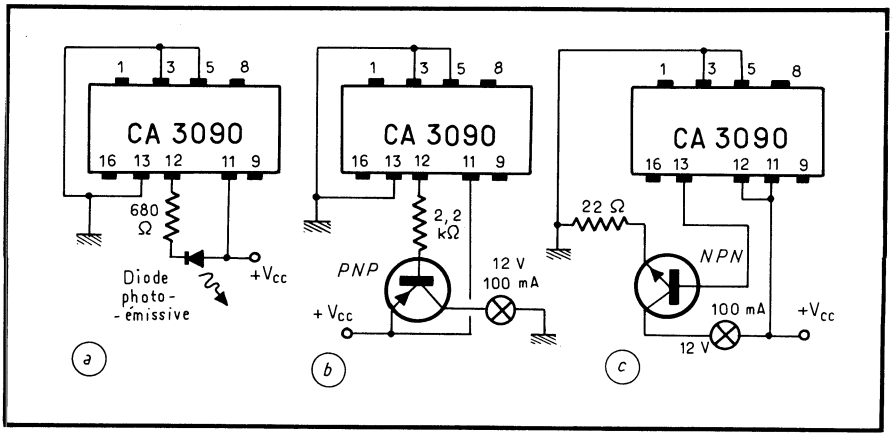


Fig. 16-16. — Trois modes de commande du voyant « Stéréo ».

La partie oscillateur comprend une source de tension stabilisée vis-à-vis des variations de température et un circuit de CAG commandant la transconductance d'un oscillateur équilibré dans lequel est inséré la tête d'effacement. Toute variation du facteur de qualité du circuit d'effacement est contre-réactionnée de telle sorte que la tension de sortie de l'oscillateur soit une sinusoïde non distordue d'amplitude constante. De ce fait, les produits d'harmoniques ne perturbent en aucune façon l'enregistrement.

Avec une tension maximale d'alimentation de 9 V (de 3,5 à 12 V), il débite jusqu'à 600 mA aú démarrage du moteur, et la variation maximale de la vitesse de ce dernier n'est que de ± 2 %, de -5 à $+55$ °C.

Il fournit également 100 mA à la lampe indicatrice de stop, et une tension d'effacement à 50 kHz de 16 V aux bornes d'une tête de 620 μH.

Le TDA 1002, lui (fig. 16-12), comprend tous les amplificateurs nécessaires pour l'enregistrement et la reproduction à l'exception des circuits de puissance, soit :

— un préamplificateur qui peut être utilisé comme amplificateur de microphone lors de l'enregistrement ou comme préamplificateur de lecture;

— un amplificateur d'enregistrement avec commande automatique de niveau. Cette dernière fonction se comporte comme un circuit de limitation dynamique et une commande automatique du volume pour les variations lentes d'amplitude.

L'amplificateur d'enregistrement peut être attaqué directement par la sortie détection d'un récepteur radio, ce qui le rend idéal pour ce type d'application.

16.5. Stéréo et quadriphonie

Le démultiplexage de signaux stéréophoniques est assuré désormais par des boucles PLL (à verrouillage de phase) comme on l'a vu : TDA 1005, TCA 290 A de *RTC*, ou CA 3090 Q de *RCA*, etc.

Dans ce dernier circuit (fig. 16-13), le signal d'entrée issu du détecteur FM attaque un préamplificateur à faible taux de distorsion et est appliqué simultanément aux détecteurs synchrones 19 kHz et 38 kHz.

Un VCO génère une fréquence de 76 kHz, ramenée à 38 kHz puis à deux signaux de 19 kHz en quadrature de phase, par deux diviseurs.

La sous-porteuse à 19 kHz fournie par le démodulateur FM est alors comparée au signal local 19 kHz dans un détecteur synchrone; le signal d'erreur qui en provient sert à corriger le VCO, asservissant ainsi la phase de signal local.

Un second détecteur synchrone compare ensuite à nouveau les deux signaux 19 kHz, local et incident, et si ce dernier est jugé suffisant (par rapport à un seuil ajusté extérieurement), un trigger de Schmitt est déclenché. Ce dernier déclenche le voyant indicateur d'émissions stéréophoniques, autorise le détecteur synchrone 38 kHz à fonctionner, et commute donc le CA 3090 Q en « Stéréo ».

Le détecteur 38 kHz et le signal composite incident sont appliqués à un circuit de matriçage qui fournit les signaux des voies gauche et droite, préamplifiés avant d'atteindre la sortie.

C'est un oscillateur LC qui a été utilisé ici, bien qu'il soit moins simple qu'un RC, en raison de sa stabilité à long terme. Il fonctionne sur 76 kHz, fréquence qui doit être divisée ensuite pour retrouver les 38 kHz de la sous-porteuse. Cette solution plus complexe elle aussi, garantit une excellente symétrie de la sous-porteuse à 38 kHz ré-injectée.

La restitution des voies. — Le signal incident complet contient les informations des voies gauche + droite (G + D); en ajoutant un signal G — D issu du détecteur « gauche — droite » on retrouve 2 G, c'est-à-dire la voie gauche.

Ce matriçage est obtenu à l'aide du montage de la figure 16-14, suivi par le préamplificateur de sortie. Le gain est de 0,75 en courant, la tension de sortie dépendant de la résistance de charge externe; avec 10 kΩ, la pente de conversion est de 7,5 V/mA.

Le circuit de suppression stéréo. — Le rapport signal/bruit d'un décodeur s'améliore lorsque le signal incident s'accroît. Si ce dernier est par trop faible, il vaut mieux interdire tout fonctionnement stéréophonique.

C'est à un trigger de Schmitt qu'est confiée la détection du niveau du signal incident (fig. 16-15), le niveau de référence devant être appliqué à la borne (4) : le fonctionnement en stéréo est autorisé quand cette tension excède 1,2 V; l'hystérésis est d'environ 0,1 V.

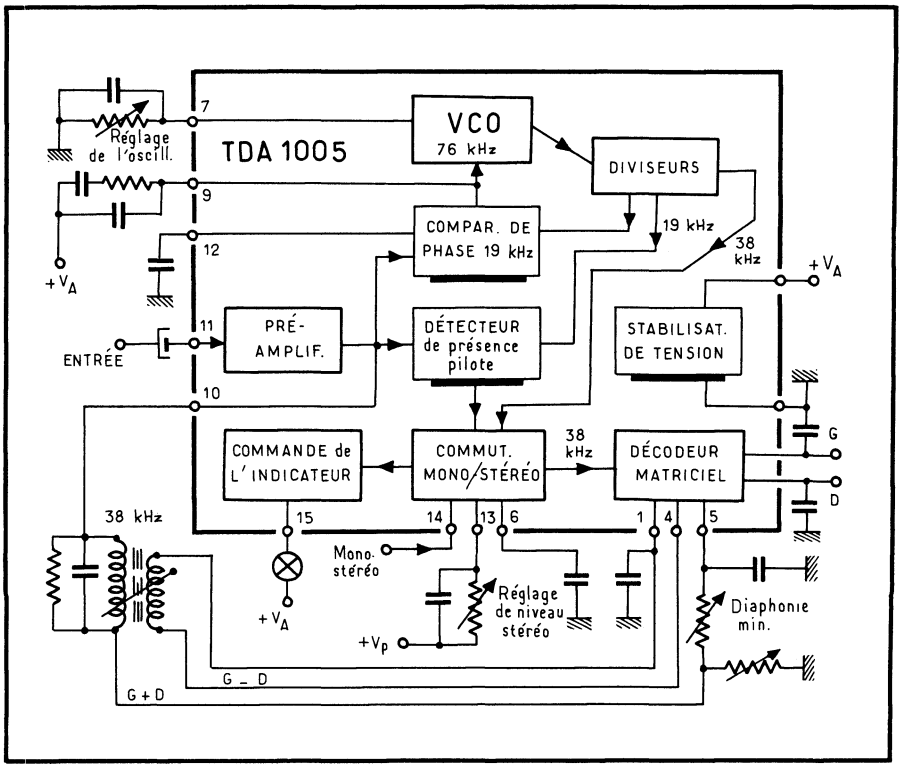


Fig. 16-17. — Synoptique du TDA 1005 de RTC.

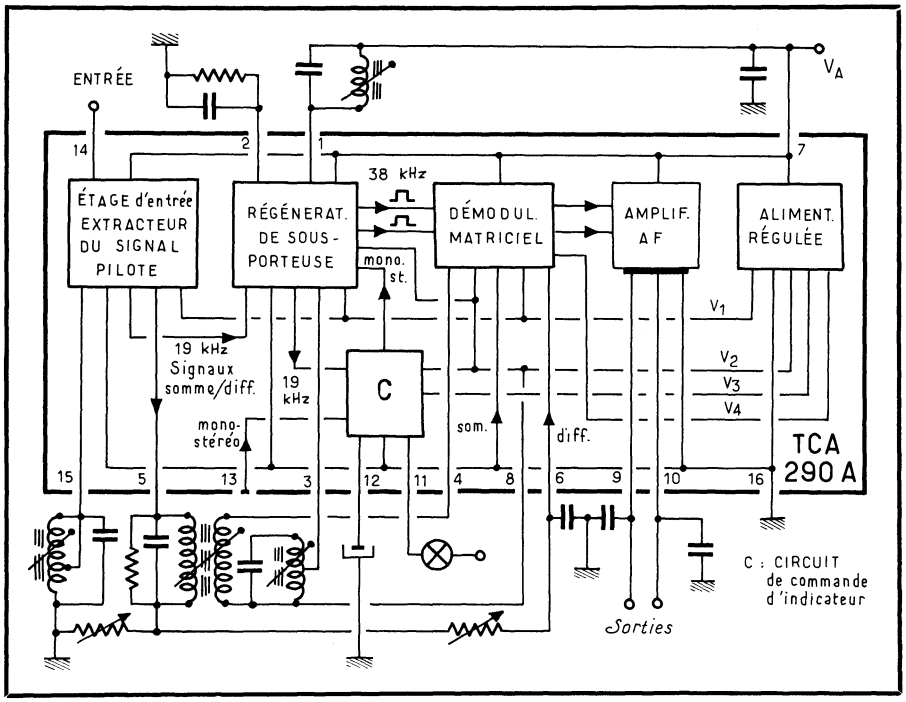


Fig. 16-18. — (ci-dessus) Le TCA 290 A dans un montage type.

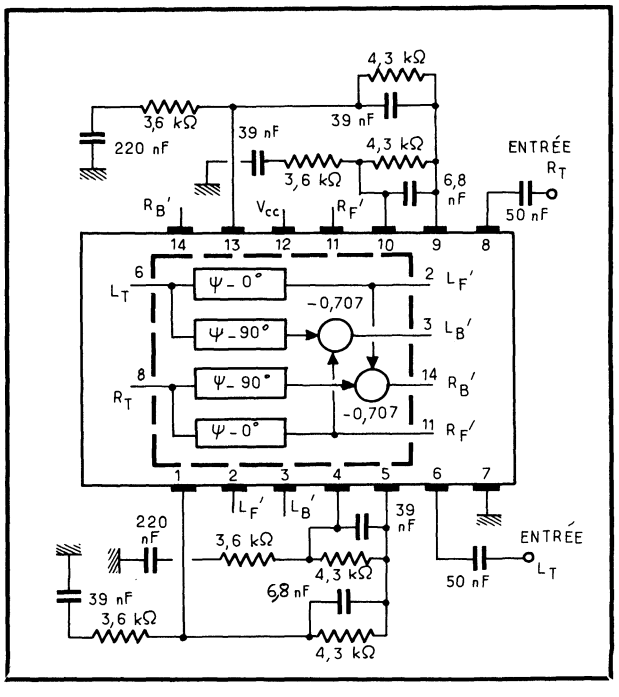


Fig. 16-19. — (ci-contre) Principe du décodage de signaux quadriphoniques à l'aide du MC 1312/1313 Motorola.

Commande du voyant « stéréo ». — La sortie (12) peut délivrer 20 mA typiquement sous 12 V. Il serait alors intéressant d'attaquer directement un voyant à diode électroluminescente (fig. 16-16 *a*).

Si l'on désire commander des lampes à incandescence de forte puissance (100 mA), il faudra passer par l'intermédiaire de transistors discrets PNP ou NPN (fig. 16-16 *b* et *c*).

Créé par *RTC*, le TDA 1005 (fig. 16-17), lui, est un décodeur stéréo multiplex temporel ou fréquentiel. Il utilise un oscillateur à 76 kHz à verrouillage de phase. Sans inductance, il fonctionne en multiplex temporel, alors qu'avec une inductance additionnelle il fonctionne en multiplex fréquentiel capable de satisfaire les exigences les plus grandes des meilleures chaînes haute fidélité. L'amplification du circuit est telle qu'il n'est pas nécessaire, dans la plupart des cas, d'adjoindre des éléments extérieurs.

Le circuit comprend une commutation automatique mono/stéréo et une commutation prioritaire pour la monophonie. Ces deux fonctions ont une hystérésis préajustée. Pour les applications en auto-radio, un passage progressif de stéréo à mono est assuré. Ceci évite les sensations désagréables dues à une commutation trop rapide. Le circuit comprend également la commande de l'indicateur lumineux stéréo.

Le TCA 290 A (fig. 16-18), fonctionnant en décodeur multiplex fréquentiel, assure sans claquement une commutation mono/stéréo, dépendant à la fois de la fréquence pilote et de l'intensité du champ dont l'information est fournie par le TCA 420 A.

Le circuit comprend également la possibilité d'une commutation mono/stéréo extérieure et la commande de la lampe indicatrice pour les réceptions stéréo.

Enfin, un circuit spécialement destiné au décodage des signaux quadriphoniques selon le système CBS-SQ, est symbolisé figure 16-19. C'est le MC 1312/1313 de *Motorola*, en boîtier DIL à 14 accès.

Le signal quadriphonique résulte du matriçage des 4 canaux dans un décodeur spécial, dont on ne détaillera pas le fonctionnement ici. Avec les valeurs du schéma, la bande passante va de 100 Hz à 10 kHz pour une distorsion inférieure à 0,2 %. La sortie BF fournit 0,8 ou 2 V eff, selon circuit.

16.6. Télévision et TVC

Les problèmes sont plus complexes en télévision, noir et blanc ou couleur surtout, en raison du problème de la partition de téléviseur (découpage du schéma à intégrer) et des divers standards.

De très nombreux schémas ont ainsi été proposés, l'intégration quasi totale des circuits étant désormais un fait accompli. On notera que :

— la tendance va vers l'utilisation d'alimentations à découpage commandées par la fréquence de balayage lignes. Le rendement est accru, la consommation réduite, le lourd transformateur d'alimentation habituel est supprimé, le filtrage est plus facile;

— le balayage horizontal est commandé, en puissance, soit par des transistors soit par des thyristors discrets;

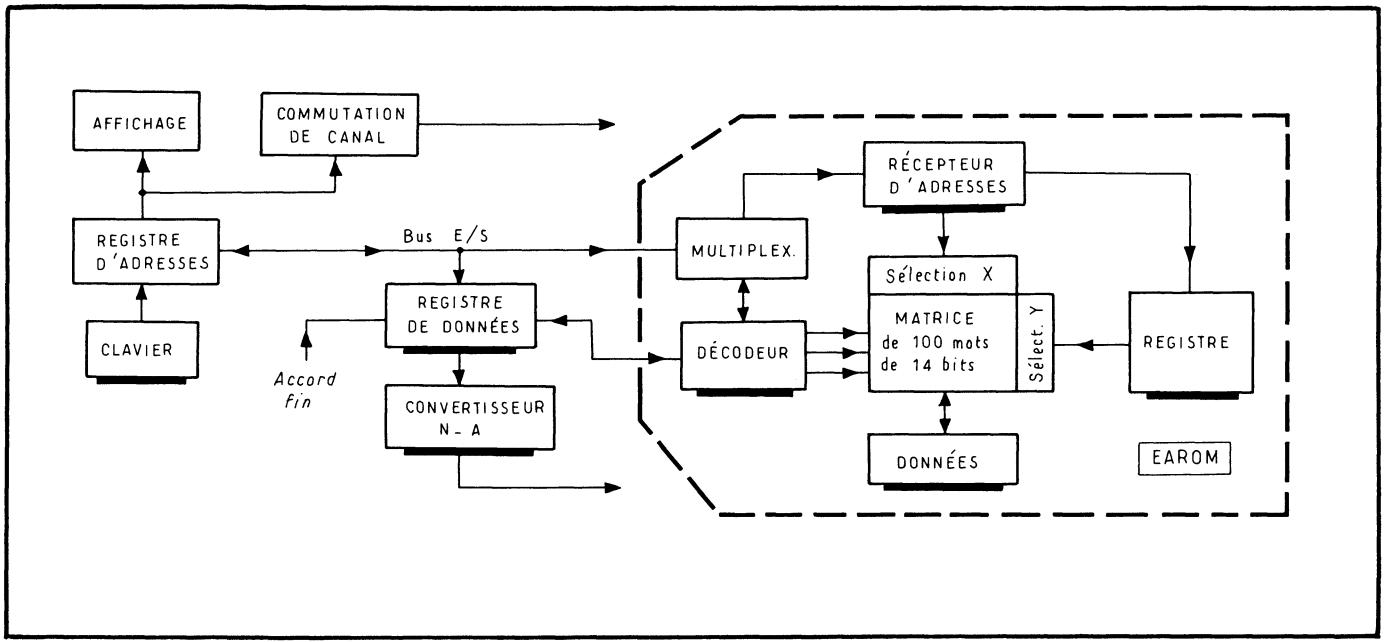


Fig. 16-20. — La EAROM (mémoire morte dont le contenu peut être modifié électriquement) stocke les informations numériques qui seront converties en tensions linéaires, asservissant la fréquence d'accord.

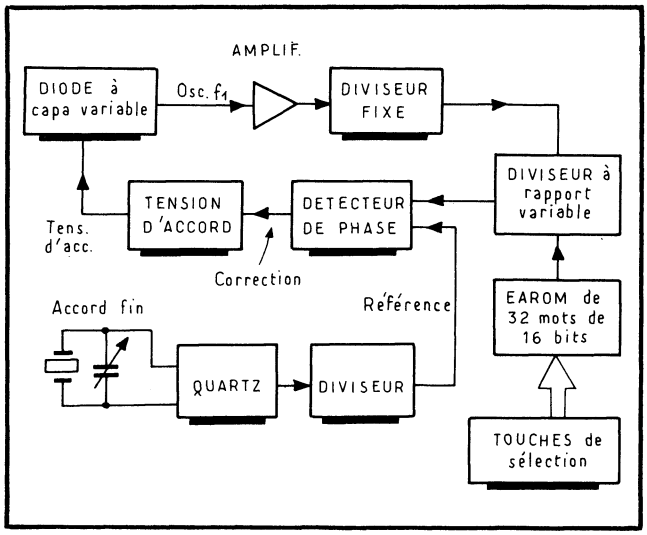


Fig. 16-21. — Ici, la EAROM asservit une boucle à phase verrouillée, attaquée par une fréquence de référence fournie par un quartz. La tension d'erreur asservit la diode à capacité variable.

— la commande par touches à impulsions tend à se généraliser;

— la télécommande également, par ultrasons ou par infrarouge;

— en VHF et UHF, l'accord numérique en fréquence marque des points;

— l'intégration des jeux video gagne également;

— enfin, l'arrivée prochaine des systèmes de télétexte (formules « Antiope », « Tic-Tac » ou autres) est attendue.

De plus en plus, le téléviseur va devenir un moyen de distraction, d'information et même de dialogue, ce qui tend à justifier l'incorporation d'un microprocesseur dans chaque récepteur. De tous ces thèmes, on n'en illustrera peu afin de n'avoir pas à développer le fonctionnement propre du téléviseur, qui fait l'objet de livres spécialisés.

16.6.1. L'ACCORD NUMÉRIQUE EN FRÉQUENCE

Pour aboutir à un accord numérique en fréquence, on stocke les fréquences des stations dans des mémoires spéciales qui sont, ici, des EAROM (soit : « electricaly alterable read-only-memory », pour *mémoire à lecture seulement, altérable électriquement*), proposées par *General Instrument*. On va examiner le principe d'une telle application, sous forme de synoptique; ces formules pourront d'ailleurs s'appliquer à tous types de réception, FM par exemple.

En pratique, on peut concevoir de nombreux schémas d'application, avec ou sans diode Varicap (à capacité variable), « tout numérique » ou non, permettant la programmation locale ou non, etc. La figure 16-20 montre comment un clavier appelle la station (par sa fréquence ou par un code quelconque, d'ailleurs : par son nom, pourquoi pas?); le registre d'adresses fournit l'adresse réelle qui commande la sélection de bande et l'EAROM délivre le mot de commande qui, après passage

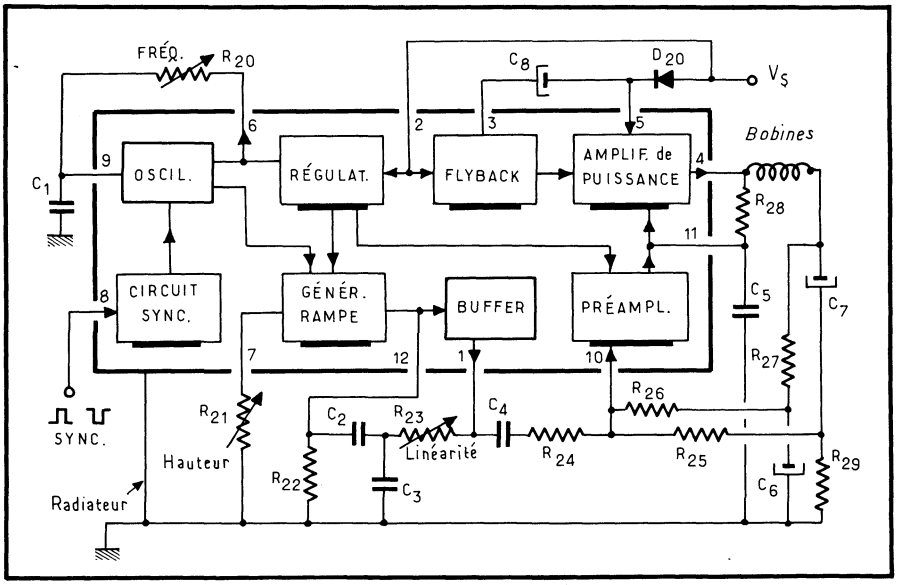


Fig. 16-22. — Synoptique du TDA 1170 de balayage vertical.

dans un convertisseur numérique-analogique, sera converti en tension analogique qui polarisera la diode Varactor. S'y ajoute, bien sûr, un affichage numérique...

Dans la figure 16-21, c'est une boucle à phase verrouillée (la fameuse « PLL ») qui est commandée par l'EAROM, après division appropriée par un compteur programmable.

16.6.2. LE BALAYAGE VERTICAL

Le balayage vertical se laisse plus aisément intégrer. Ainsi, le circuit TDA 1170 de *SGS-Ates*, dont le synoptique est donné figure 16-22, s'applique au montage 16-23 pour TV couleur. Ce circuit fournit, en effet, jusqu'à 1,6 A.

16.6.3. BALAYAGE HORIZONTAL SANS TRANSFORMATEUR

Sous forme intégrée, le montage Darlington peut directement commander les bobines de balayage trame. Ainsi, le MJ 10011 de *Motorola* est un Darlington qui supporte 1 400 V. Élément de puissance, il est destiné aux circuits de déviation horizontale des téléviseurs couleur qui nécessitent une commutation rapide. Il permet précisément de supprimer le transformateur habituel car il ne demande qu'un courant de base de 200 mA au lieu de 2 A pour d'autres transistors fonctionnant dans des conditions similaires. De plus, une diode d'amortissement est incorporée au Darlington pour laisser passer le courant des bobines de déviation pendant l'alternance négative du cycle de balayage avec une chute d'environ 1,2 V sous 4 A (fig. 16-24).

Le gain nominal du MJ est de 40 à 5 A; ses autres caractéristiques (sauf la tension admise) le rendent comparable au BU 208 de puissance. En raison de la dissipation, il est présenté en boîtier TO-3.

16.6.4. COMMANDE A EFFLEUREMENT

Il n'est pas possible, bien entendu, de traiter de tous les circuits possibles et imaginables pour la TVC. Mais il convient peut-être de s'arrêter, pour en terminer avec ce chapitre, sur un dispositif complémentaire au succès croissant : la commande par touches à effleurement.

La solution proposée ici par *Siemens* fait appel soit au SAS 560, soit au SAS 570. Le premier voit l'une de ses sorties en service dès la mise sous tension alors que le second n'offre pas cette priorité.

Dans la figure 16-25, ces deux circuits commandent 8 stations préréglées en alimentant en tension continue des diodes à capacité variable. Cette tension est ajustée à l'aide des potentiomètres; des voyants indiquent quelle voie est en service;

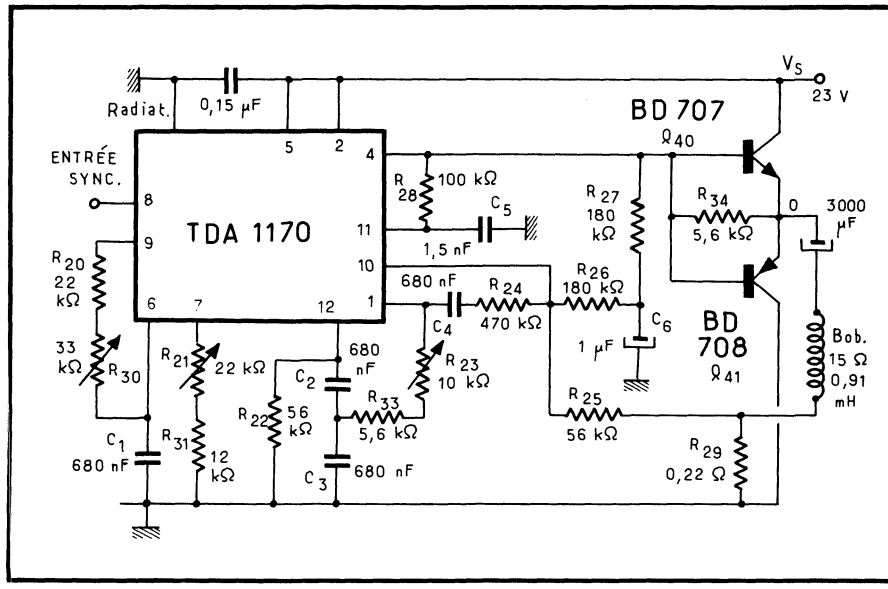


Fig. 16-23. — Application du TDA 1170 en TVC.

les diodes BA 127 servent à la compensation en température. Chaque touche à effleurement, notée T, est protégée par des résistances et sensible à une impédance de 22 MΩ. Enfin, les voyants peuvent être remplacés par des relais électromagnétiques ou statiques pour commander la commutation 819/625 lignes.

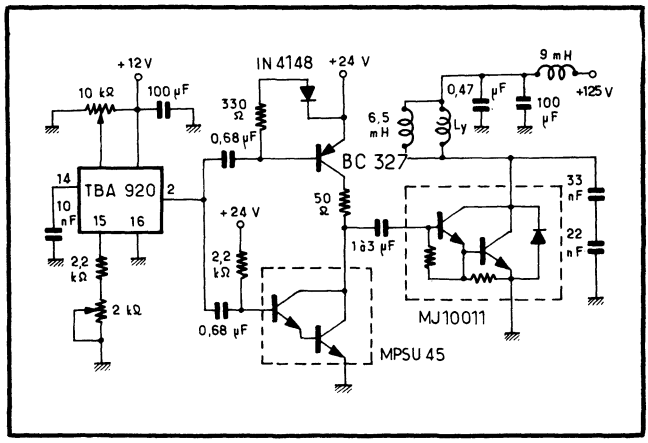


Fig. 16-24. — Circuit de déflexion horizontal pour téléviseur couleur utilisant le MJ 10011.

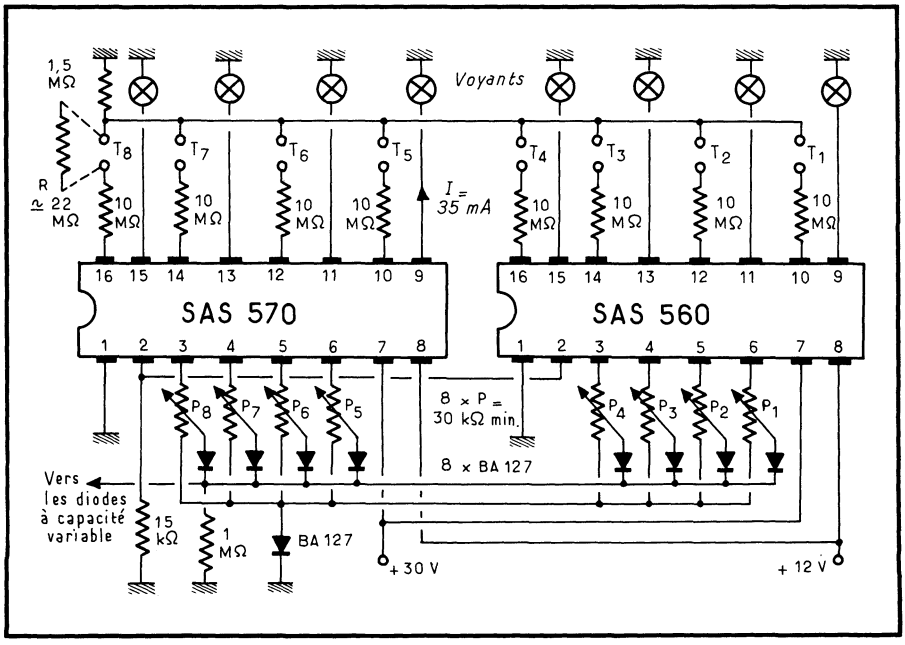


Fig. 16-25. — Les SAS 560 et 570 de Siemens pour la commande à effleurement.

Dans la figure 16-26, un montage en registre à décalage préside à une télécommande : les condensateurs C_1 à C_4, de 560 pF, relient entrées à sorties et transmettent les impulsions de décalage.

Dès la mise sous tension, la station 1 est commutée, le condensateur C_1 se charge, + sur 9 et — sur 12 alors que les autres condensateurs sont chargés en sens

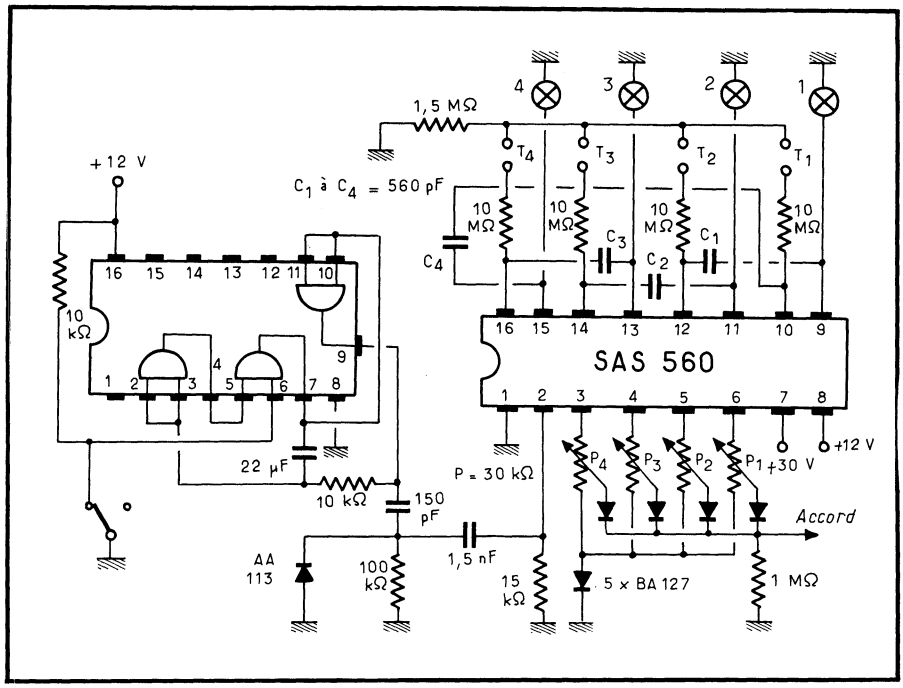


Fig. 16-26. — Système de télécommande à registre à décalage avec le SA 560.

inverse. Dès l'émission d'une impulsion de commande sur la borne 2, la lampe 1 s'éteint et transmet via C_1 la tension à l'entrée 12 qui allume alors la lampe 2. L'impulsion suivante mettra en service la lampe 3 et ainsi de suite. Le montage de gauche utilise trois portes NAND du type à haut niveau (tension d'alimentation élevée et forte immunité au bruit). Un circuit différentiateur choisit les impulsions positives pour les appliquer sur la borne 2 du SAS 560. Le triple NAND est monté en multivibrateur astable qui envoie une série d'impulsions à un rythme lent. L'utilisateur bloque ces impulsions au moment voulu. L'avantage de ce montage est de ne demander qu'un fil double pour la sélection des stations tout en gardant la commande normale.

CHAPITRE 17

SCHÉMAS D'APPLICATION DANS LE DOMAINE PROFESSIONNEL

Les circuits « classiques » présentés antérieurement s'appliquent à de très nombreux montages. Or, bien des circuits spécialisés interviennent également : interfaces (commandes de lignes, convertisseurs), multiplicateurs, générateurs, convertisseurs, etc. On va en donner ici quelques applications qui pourront être transposées d'un type de circuit à un autre.

17.1. REDRESSEUR DEMI-ONDE

La tension de seuil d'une diode au silicium, utilisée en détectrice demi-onde, est parfois prohibitive. En effet, ses quelque 0,7 V de chute de tension directe interdisent, de fait, la détection des faibles signaux.

Un moyen de pallier cette difficulté consiste à recourir au montage suivant (fig. 17-1), dans lequel cette tension de seuil est effectivement divisée par le gain de l'amplificateur en boucle ouverte, donc ramenée à moins de 1 mV.

Pour une tension d'entrée positive, la tension de sortie, aux bornes de 10 kΩ, est nulle. Pour une tension d'entrée négative, la tension de sortie est :

$$V_0 = -V_E (R_2/R_1)$$

On constate donc que la chute de tension aux bornes de la diode D_3, située *avant* la boucle de contre-réaction est bel et bien divisée par le gain en boucle ouverte pour le signal utile.

Un choix différent des valeurs de R_2 et R_1 procurera, en outre, une certaine amplification. Enfin, la diode D_2 n'a d'autre objet que de protéger l'entrée avec inversion contre d'éventuelles transitoires ou la saturation.

17.2. DÉTECTEUR DE CRÊTE

L'adjonction d'un condensateur C_1 au montage de la figure précédente (redresseur demi-onde) transforme celui-ci en détecteur de crête (fig. 17-2).

A une tension positive d'entrée correspond une tension de sortie nulle. Mais une tension négative à l'entrée aboutit à charger positivement C_1 à sa valeur de crête. En effet, le gain est ici de $G \approx R_5/R_1 \approx 1$.

Le condensateur C_1 se décharge avec une constante de temps θ telle que :

$$\theta = C_1 \cdot \frac{R_5 \cdot R_L}{R_5 + R_L}$$

où R_L est la résistance extérieure de charge. D'autre part, le temps de réponse du circuit peut être apprécié en considérant que C_1 se charge via la résistance de sortie R_0 du µA 702 A (environ 200 Ω), la résistance R_6 (100 Ω), et la résistance directe R_d de la diode Ds (≈ 50 Ω).

Si l'on suppose alors que le gain de l'amplificateur en boucle ouverte est de $A = 2\,000$, on voit que celui-ci est saturé (sortie à 10 V) pour une tension d'entrée de 5 mV. Or, C_1 se charge à 5 mV à partir de 10 V, appliqués à une chaîne de 350 Ω environ de résistance totale.

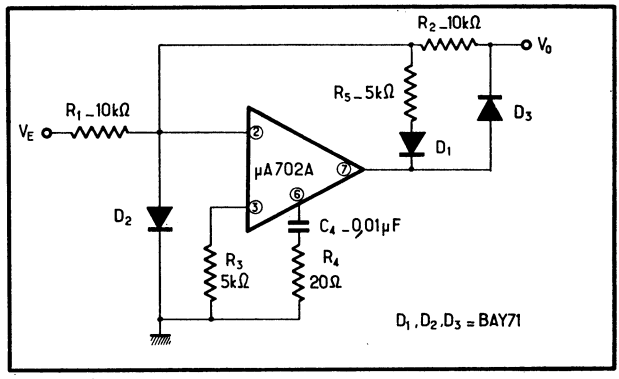


Fig. 17-1. — Schéma d'un redresseur demi-onde à faible chute de tension directe.

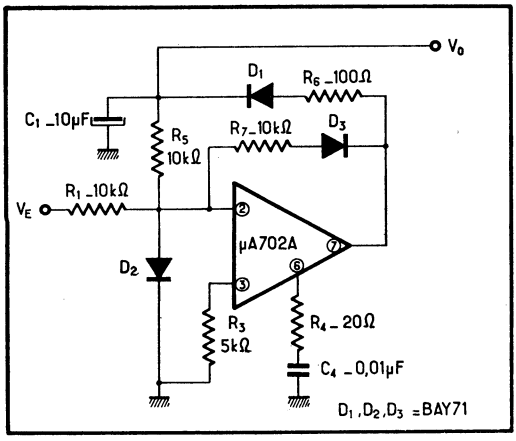


Fig. 17-2. — Détecteur de tension de crête.

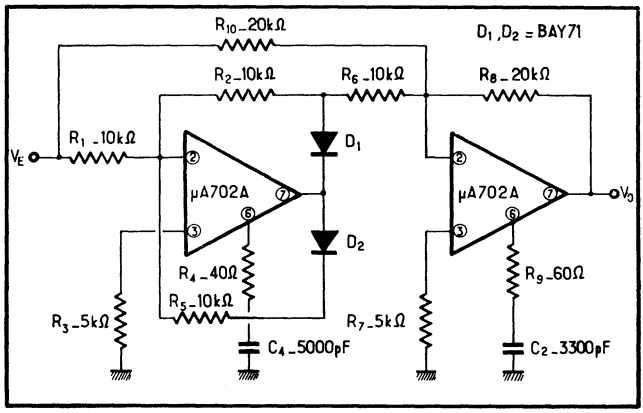


Fig. 17-3. — Montage d'un redresseur double alternance.

La diode D_2 protège l'entrée sans inversion; R_3, pour une tension de décalage minimale, doit être égale à $R_1 \cdot R_5/(R_1 + R_5)$.

Enfin, la diode D_3 associée à la résistance R_7, constitue un raffinement : en maintenant le gain de l'amplificateur égal à 1 pour les signaux positifs d'entrée, on se prémunit contre d'éventuelles saturations négatives, et l'ensemble « répond » mieux à de brèves impulsions qui seraient appliquées à l'entrée.

17.3. DÉTECTION DOUBLE ALTERNANCE

Avec le montage de la figure 17-3, la chute de tension directe qu'introduisent les classiques diodes de détection est éliminée.

En effet, le premier μA 702 A travaille en redresseur demi-onde, inverseur, et à gain unité. A la tension détectée qui apparaît à sa sortie est ajouté le plein signal original, le tout attaquant le second μA 702 A.

Ce dernier agit en additionneur, mais son gain dépend des signaux appliqués : égal à l'unité en raison du rapport R_8/R_{10} pour le signal original, il passe à 2 (rapport R_8/R_6) pour les tensions provenant du premier amplificateur.

Le résultat — quelques instants de réflexion permettent de le comprendre —, c'est que la sortie du second μA 702 A est toujours positive, et représente le signal original redressé en double alternance.

On retrouve à nouveau les résistances R_3 et R_7 utilisées afin de garantir la stabilité et un minimum de tension de décalage pour les amplificateurs, ainsi que les réseaux de correction en fréquence (R_4 et C_4, puis R_9 et C_2).

17.4. DÉTECTEUR DE PASSAGE A ZÉRO

Mainte application exige que l'on détecte le passage au zéro d'un signal. Encore faut-il, pour ce faire, pouvoir discriminer le signal utile et le séparer de l'inévitable « bruit » qui l'accompagne.

Soit donc le schéma de la figure 17-4. La sortie du montage change d'état chaque fois que le signal analogique d'entrée passe par la tension *zéro volt (ou son niveau moyen pris comme référence)*. Ainsi, on obtient à la sortie un train d'impulsions dont la largeur est liée à la fréquence des passages au zéro.

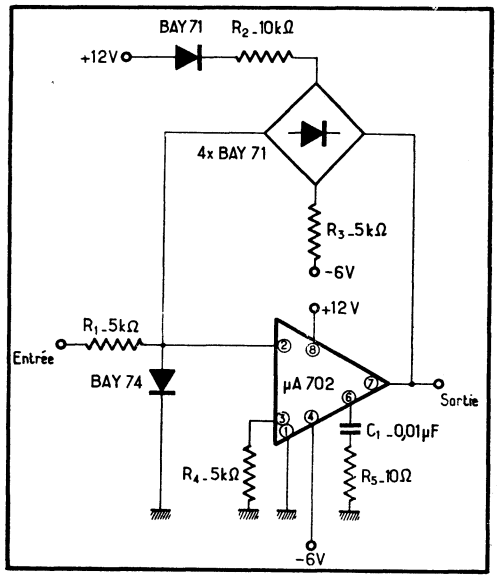


Fig. 17-4. — Réalisation d'un montage détecteur de passage à zéro de la tension alternative d'entrée.

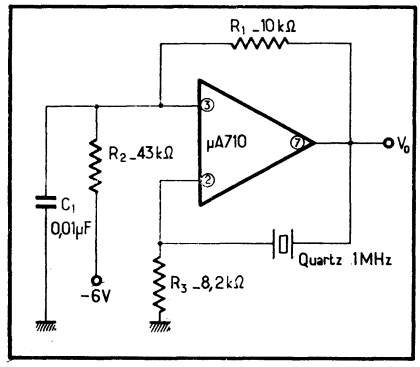


Fig. 17-5. — Schéma d'un oscillateur piloté par quartz.

Indiquons, en passant, qu'un tel montage se révèle supérieur au classique trigger de Schmitt, dont l'hystérésis est parfois prohibitive.

La caractéristique de transfert du montage de la figure, donc, peut être considérée comme idéale et cela, grâce à l'écrêtage très efficace de la tension de sortie provoqué par le pont redresseur monté en contre-réaction.

En effet, tant que la tension de sortie est inférieure à la chute de tension directe due aux diodes, il n'y a pas de contre-réaction et le gain du μA 702 A est le gain en boucle ouverte : environ 70 dB.

Par contre, dès que cette tension de seuil est dépassée, le gain s'écroule et devient quantité négligeable. De ce fait, une large gamme dynamique de signaux d'entrée est admissible, jusqu'à des tensions aussi faibles que ± 500 μV, capables de produire $\pm 1{,}5$ V à la sortie.

Une variante du montage consiste à remplacer R_1 par un condensateur. En conséquence, le signal de sortie changera d'état chaque fois que le signal d'entrée passera par une valeur de crête (puisqu'à ce moment, c'est la dérivée qui s'annule).

17.5. OSCILLATEUR PILOTE PAR QUARTZ

Monté en contre-réaction, un quartz transforme le comparateur μA 710 en oscillateur travaillant, dans le cas de la figure 17-5, sur 1 MHz.

Le point de fonctionnement du circuit est fixé dans les régions linéaires (non saturées) à l'aide des résistances R_1 et R_2, assurant ainsi l'auto-démarrage de l'oscillation.

Le condensateur C_1, découple R_2 à la fréquence de travail, annulant de ce fait la contre-réaction. La résistance R_3, outre qu'elle assure la réaction, garantit la stabilité du fonctionnement en fonction de la température dans la mesure où l'on a :

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Avec des tensions d'alimentation de +12 V et −6 V, le niveau de sortie positif est typiquement de +1,35 V. Si l'entrée directe retourne à la masse via R_3, comme c'est le cas ici, le point optimal de polarisation est fourni à partir de :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1{,}35}{(-V)}$$

expression dans laquelle (−V) est la tension négative d'alimentation; R_1 ne doit cependant pas dépasser 47 kΩ.

Afin d'être efficace, C_1 doit présenter une réactance Z_C telle que :

$$Z_C < R_1/500$$

La configuration représentée permet de travailler jusqu'au-delà de 5 MHz

17.6. MISE EN FORME DE SIGNAUX (RECTANGULARISATION)

Travaillant à basse fréquence, le μA 709 de la figure 17-6 *a* fournit à sa sortie, à partir de signaux d'entrée quelconques, des signaux en créneaux parfaits.

Sa résistance d'entrée dépend de, et est pratiquement égale à R, donc à 600 Ω. Il admet ainsi ±5 V crête à l'entrée, soit environ 14 dBm. Sa tension de sortie, mesurée à l'aide d'un voltmètre de valeur efficace vraie, est indiquée dans la figure 17-6 *b* en fonction du niveau d'une tension d'entrée sinusoïdale de 1 kHz.

Le seuil minimal d'entrée est de −55 dBm. Le potentiomètre P_1 sert à annuler la tension de décalage à l'entrée, afin que la tension de sortie reste parfaitement symétrique (à mieux de 1 %) entre le seuil de −55 dBm et +10 dBm.

17.7. MULTIVIBRATEUR (μA 709)

Caractérisé par son double réseau de réaction et de contre-réaction, le montage de la figure 17-7 est celui d'un multivibrateur.

Il possède donc deux niveaux de sortie, *haut* et *bas*, tous deux instables. Supposons, par exemple, que la sortie soit au niveau positif maximal ($+V_0$). Cette tension est appliquée à l'entrée directe (réaction) via le diviseur R_2-R_1, et à l'entrée avec inversion, via R, où elle charge le condensateur C.

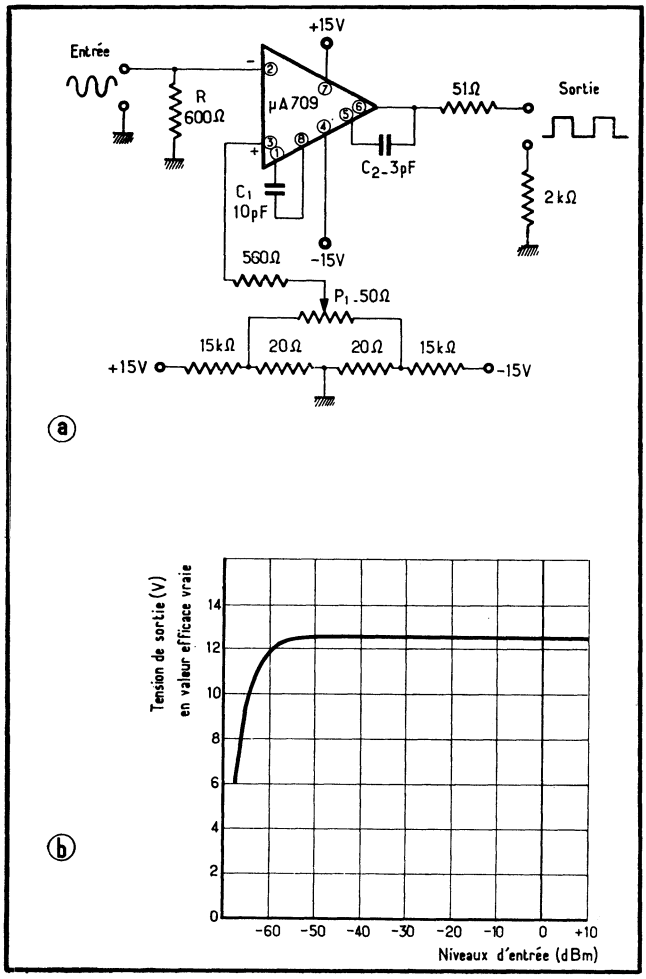


Fig. 17-6. — Des signaux à basse fréquence, de forme quelconque, appliqués à l'entrée du μA 709 donnent naissance, à la sortie, à des créneaux parfaits (a). Courbe donnant la tension de sortie en fonction du niveau d'entrée (b).

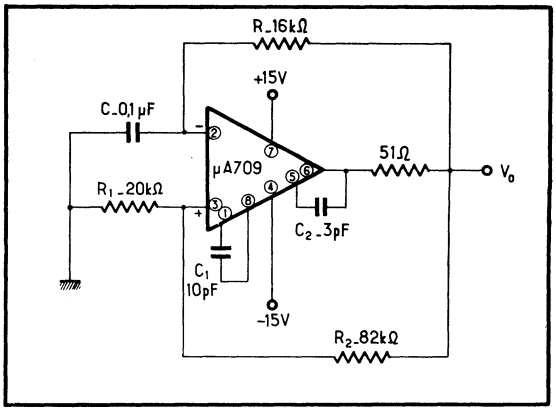


Fig. 17-7. — Réalisation d'un multivibrateur à μA 709.

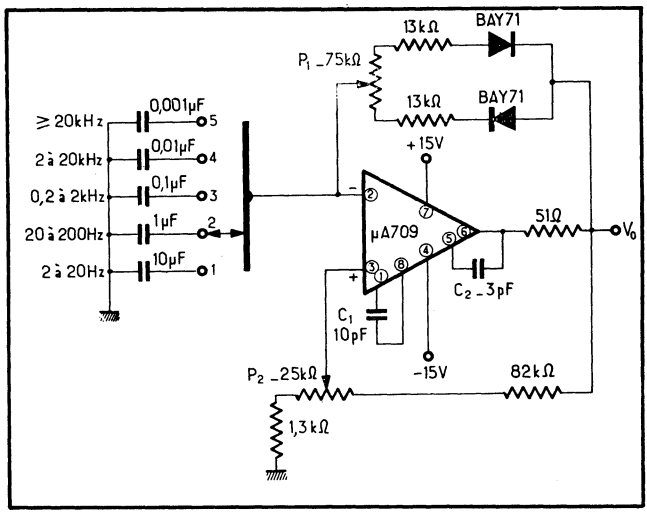


Fig. 17-8. — Le générateur d'ondes rectangulaires dérive directement du multivibrateur de la figure précédente.

Lorsque le niveau atteint par l'entrée (2) est égal à la tension présente en (3), il y a commutation et la sortie passe rapidement à la tension négative maximale ($-V_0$). Cette tension de commutation V_{c+} est donnée par :

$$V_{c+} = (+V_0) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

La sortie étant négative, la tension V_{c-} appliquée à l'entrée directe est :

$$V_{c-} = (-V_0) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Le condensateur C, chargé positivement, doit alors se décharger, puis se recharger en sens inverse pour qu'une nouvelle commutation survienne. De ce fait, la période de la relaxation est donnée par :

$$\tau = RC \cdot \log_e \frac{(+V_0) - (-V_0)\beta}{(+V_0)(1-\beta)} \cdot \frac{(-V_0) - (+V_0)\beta}{(-V_0)(1-\beta)}$$

où $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. Si les tensions de sortie sont symétriques, cette formule se simplifie en :

$$\tau = 2RC \cdot \log_e \left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)$$

La stabilité d'un tel multivibrateur est excellente, et supérieure à 1 °/₀₀ pour des variations des tensions d'alimentation de quelques pourcents.

17.8. GÉNÉRATEUR D'ONDES RECTANGULAIRES

A partir du multivibrateur précédent, il est facile de réaliser un générateur d'ondes rectangulaires (fig. 17-8).

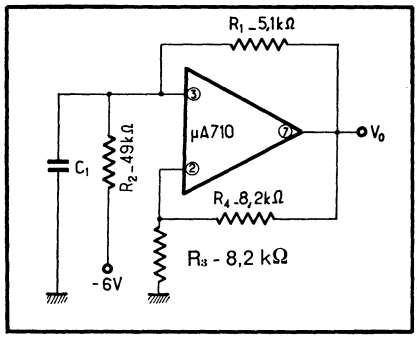
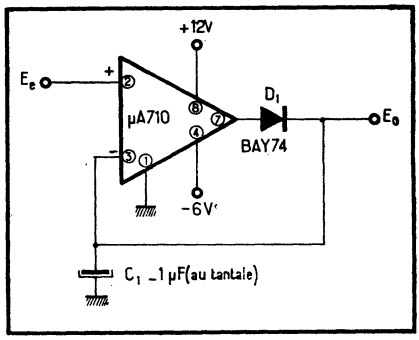


Fig. 17-10. — Le μA 710 utilisé en montage détecteur de tension de crête de transitoires.

Fig. 17-9. — Cet autre multivibrateur a été élaboré autour d'un comparateur, type μA 710.



Le réglage de la fréquence s'effectue, d'une part en sélectionnant la gamme à l'aide du commutateur S qui choisit le condensateur C, d'autre part, en ajustant le potentiomètre P_1.

Le potentiomètre P_2 sert à jouer sur le rapport cyclique des ondes rectangulaires. Cependant, l'adjonction de tels éléments — et des diodes — au montage de la figure précédente détériore quelque peu la stabilité.

17.9. MULTIVIBRATEUR (μA 710)

Fort semblable au précédent, le multivibrateur à circuit intégré μA 710 fonctionne selon un principe identique (fig. 17-9).

En effet, à chaque commutation, le condensateur C_1 doit se recharger en sens inverse, avec une constante de temps qui dépend de la résistance effective R_{eff} :

$$R_{eff} \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Quand la tension de la borne (3) atteint celle présente en (2), soit

$$V \text{ (borne 2)} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot (+ V_0)$$

en appelant $(+V_0)$ le niveau de sortie *haut*, le multivibrateur bascule.

La fréquence de relaxation peut dépasser 5 MHz; dans ce cas, cependant, il convient de connecter une faible capacité entre la sortie et l'entrée directe.

Le point de polarisation du μA 710 a été fixé de telle façon que son autodémarrage en multivibrateur soit assuré. Les rapports R_4/R_3 et R_1/R_2 sont choisis de sorte que la tension qui charge C_2 soit toujours plus positive que la tension présente en (2), quand la sortie est *haute*.

Il convient d'égaliser les valeurs des résistances de source, vues des bornes (2) et (3). En appliquant des tensions d'alimentation de +12 V et −6 V, les niveaux *haut* et *bas* sont respectivement de +3,2 V et −0,5 V.

Des valeurs satisfaisant à ces conditions sont données avec $R_2 = 9{,}7\ R_1$, puis $R_3 = 1{,}8\ R_1$, et enfin $R_4 = 1{,}8\ R_1$. La résistance R_1 ne doit pas être inférieure à 1 kΩ, car l'excursion de la tension de sortie ne pourrait atteindre les valeurs négatives, ni supérieure à 24 kΩ, afin de ne pas affecter la symétrie des ondes de sortie.

17.10. DÉTECTEUR DE LA TENSION DE CRÊTE DE TRANSITOIRES

Son schéma est donné figure 17-10. Il fait appel à un μA 710 auquel sont appliqués (à l'entrée directe) les impulsions dont on veut mesurer la tension de crête.

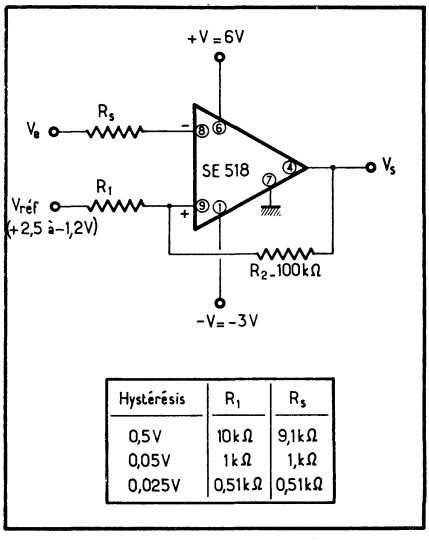
La sortie est reliée directement à l'entrée avec inversion, mais est simultanément chargée par un fort condensateur. De ce fait, si la tension en (2) est supérieure à celle en (3), la sortie s'inverse et devient négative, ce qui provoque le bloquage de la diode, tandis que le condensateur reste chargé à la valeur de crête.

En raison de sa grande rapidité, le μA 710 peut mesurer la tension de crête d'impulsions de moins de 100 ns, avec une précision de 5 mV. La tension de sortie utile varie de 0 à +2,5 V et limite la tension d'entrée.

Le condensateur C_1 fournit le courant de polarisation à l'entrée (3) du μA 710; de ce fait, la tension à ses bornes décroît au rythme d'environ 20 ms/V.

Pour que le détecteur de crête suive plus rapidement l'évolution des signaux, une simple résistance doit lui être adjointe entre sortie et négatif de l'alimentation. De toute façon, le courant exigé de la source n'excède jamais 25 μA et ce, au moment précis de la crête de l'impulsion.

En fait, le μA 710 travaille ici en inverseur à gain unité sur la tension de crête



Hystérésis	R_1	R_s
0,5V	10kΩ	9,1kΩ
0,05V	1kΩ	1,kΩ
0,025V	0,51kΩ	0,51kΩ

Fig. 17-11. — Schéma d'une bascule de Schmitt.

exclusivement, le condensateur C_1 assurant la compensation en fréquence. C'est pourquoi C_1 ne doit pas être inférieur à 1 μF, sous peine de risque d'oscillations.

17.11. BASCULE DE SCHMITT

Une bascule de Schmitt peut être réalisée très simplement à l'aide d'un SE 518, comme le montre la figure 17-11.

La résistance R_S définit l'hystérésis du système; R_S est la résistance de source, et doit être égale à l'ensemble $R_1//R_2$, soit :

$$R_S = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Un tel trigger, qui fonctionne jusqu'à plus de 10 MHz, peut attaquer directement en sortie de classiques circuits de logique.

17.12. FILTRE BF A DOUBLE T

Un réseau de contre-réaction très sélectif à double T, en pont, confère à un amplificateur à circuit intégré une courbe de réponse très acérée, et ce, sans le recours aux habituels composants LC de grandes valeurs (fig. 17-12 *a*). La fréquence centrale est donnée par :

$$f_0 = \frac{\sqrt{n}}{R_1 \cdot C_1 \cdot 2\pi},$$

avec

$$n = \frac{2C_1}{C_2} = \frac{R_1}{2R_2}.$$

Si une vaste gamme de valeurs est admissible pour R et C, il convient de ne pas trop surcharger la sortie de MC 1533. Ainsi, $2R_1$ en parallèle avec R_L ne doivent pas être inférieurs à 2 kΩ.

Deux montages identiques en série fournissent une courbe globale de réponse telle qu'en figure 17-12 *b*, dont le coefficient Q de qualité est similaire au précédent, avec $Q \approx 45$ (entre 40 et 50).

Le gain est alors de 90 dB, pour un rapport signal/bruit de 70 dB et une bande passante de 8 Hz centrée autour de $f_0 = 400$ Hz avec les valeurs indiquées.

Enfin, la transformation du filtre en oscillateur s'effectue en adjoignant le réseau de réaction indiqué dans la même figure; le potentiomètre P sert à doser celle-ci, et détermine donc l'amplitude de sortie.

17.13. MICRO-AMPÈREMÈTRE

Extrêmement simple, quoique de grande précision, le micro-ampéremètre décrit ici ne fait appel qu'à un seul μA 709, ainsi qu'à un appareil à cadre mobile déviant totalement pour 1 mA (fig. 17-13).

La gamme de plus haute sensibilité, 1 μA, est essentiellement déterminée par les erreurs introduites par l'amplificateur et dues à la dérive thermique, et également par les fluctuations à basse fréquence ainsi que par la chute de tension (3 mV)

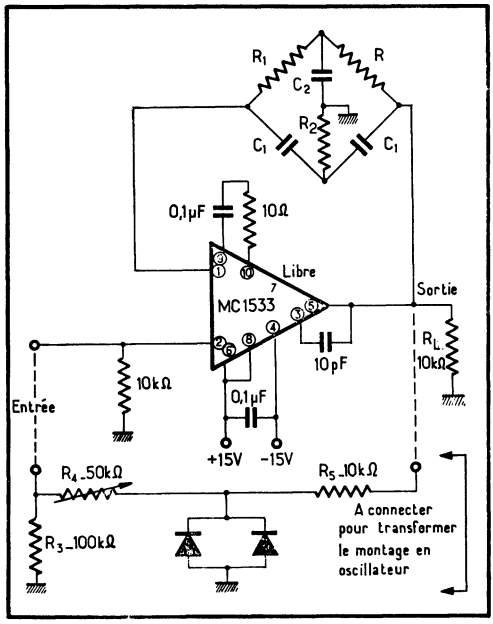


Fig. 17-12 a. — Le filtre B.F. fait appel à un montage à double T et exclut donc les composants LC de grandes valeurs. En pointillé, connexions reliant le filtre à un réseau transformant ce montage en oscillateur.

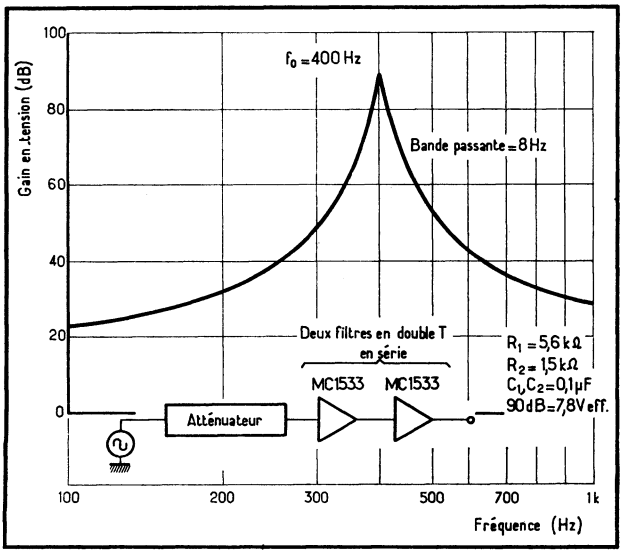


Fig. 17-12 b. — Courbe de réponse en fréquence d'un filtre B.F. constitué par deux cellules à double T, identiques à celle de la figure précédente.

créée par l'appareil de mesure. Ce dernier est traversé par un courant I_0 tel que :

$$I_0 = I_e \cdot R \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_L} = I_e \cdot \frac{R}{3}.$$

L'ensemble peut faire l'objet d'une réalisation très compacte et, ne consommant que 3 mA environ, peut être alimenté par deux éléments de piles. Les diodes D_1 et D_2 ne sont là qu'à titre de protection de l'entrée.

La précision globale, de 1 % à la température ambiante, dépend surtout de la qualité de l'appareil de mesure et de la précision des résistances; sa dérive est de l'ordre de 0,2 %/°C.

17.14. AMPLIFICATEUR LOGARITHMIQUE (MC 1533)

Grâce au transistor T_1 monté en contre-réaction, et dont le courant de collecteur est une fonction exponentielle de la tension base-émetteur, l'amplificateur de la figure 17-14 *a* obéit à la loi :

$$E_s = 0{,}062 \log_{10} (E_e) + \text{Cte},$$

où E_s et E_e sont respectivement les tensions de sortie et d'entrée, exprimées en volts, et Cte, une constante dont la valeur est généralement de l'ordre de 0,4 V, ce que traduit la courbe de la figure 17-14 *b*.

La compensation de la tension de décalage à l'entrée s'effectue en court-circuitant la borne (1) à la masse et en agissant sur le réseau connecté en (2) pour annuler la tension de sortie.

La compensation du courant de polarisation est réalisée en remplaçant le transistor T_1 par une résistance de 500 kΩ, entre bornes (5) et (1), et en ajustant le potentiomètre P_1 pour obtenir le gain de : $\frac{V_s}{V_e} = \frac{500\ \text{k}\Omega}{100\ \text{k}\Omega} = 5$

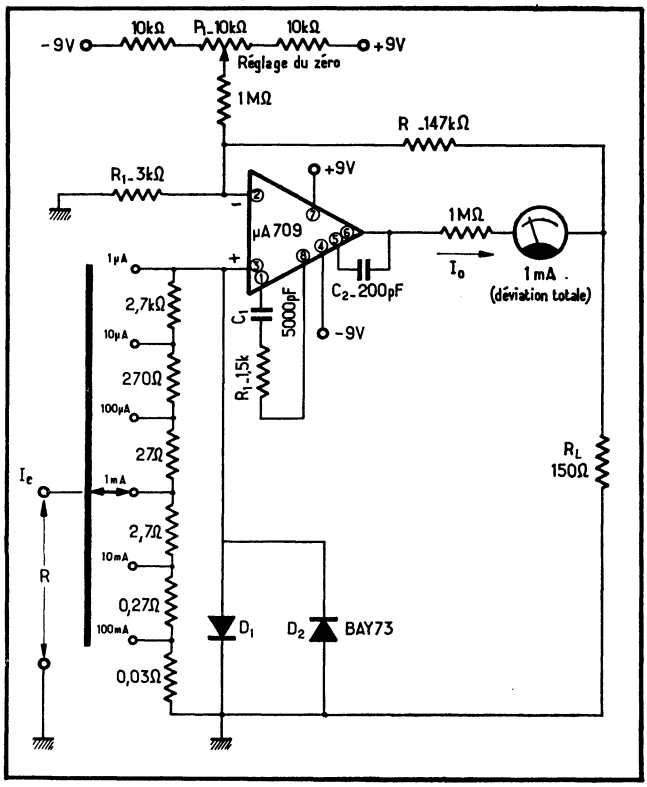


Fig. 17-13. — Le micro-ampèremètre couvre, à déviation totale, de 1 μA à 100 mA, en courant continu, en six gammes.

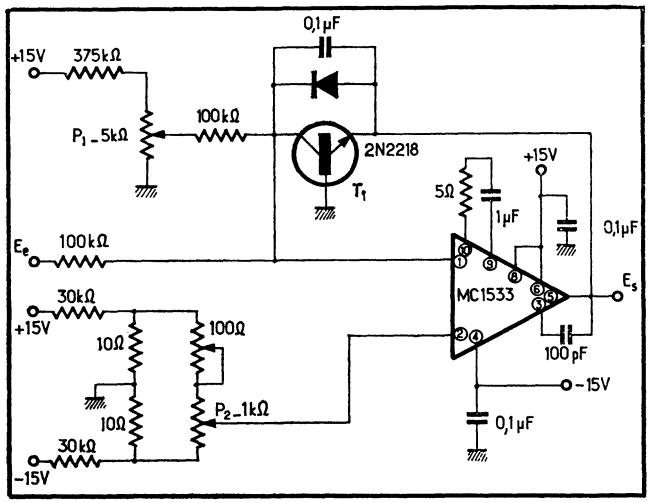


Fig. 17-14 a. — Amplificateur logarithmique réalisé autour d'un MC 1533, et faisant appel à un transistor n-p-n dans la boucle de contre-réaction.

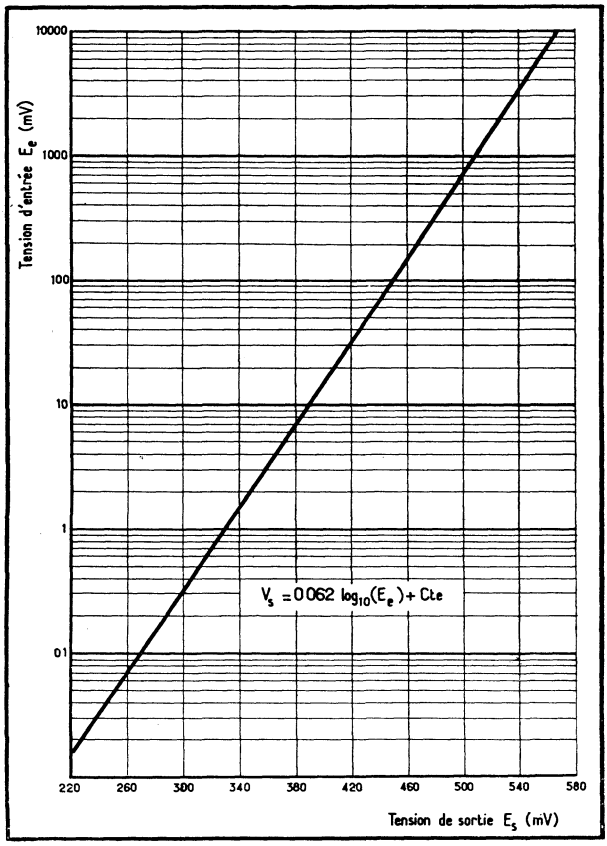


Fig. 17-14 b. — Courbe de réponse de l'amplificateur logarithmique à un MC 1533.

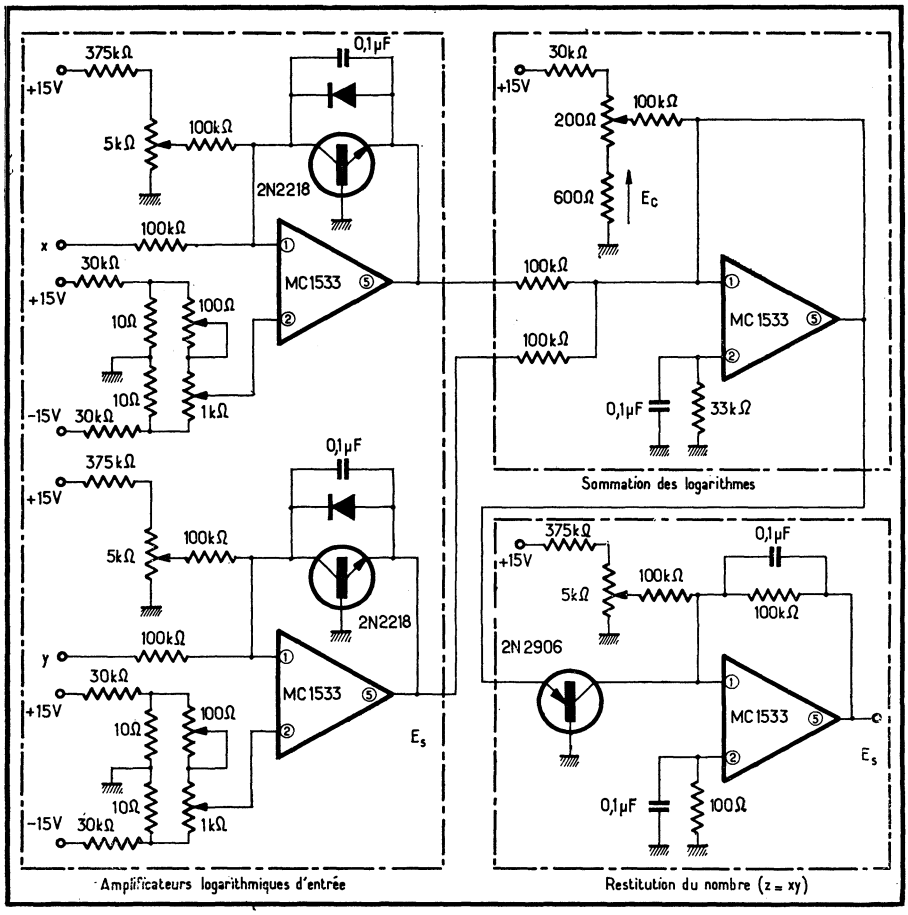


Fig. 17-15. — Le multiplicateur logarithmique est, en fait, constitué par un amplificateur logarithmique d'entrée, un étage de sommation, et un étage de restitution du nombre.

pour la gamme des tensions d'entrée en cause. Après quoi, la résistance est remplacée par le transistor T_1, avec son réseau en parallèle, diode et condensateur, ce dernier limitant le gain aux fréquences élevées.

17.15. MULTIPLICATEUR LOGARITHMIQUE (Z = XY)

A partir de l'amplificateur logarithmique précédent, on peut concevoir un multiplicateur qui effectue le produit $xy = z$ (fig. 17-15).

En effet, le multiplicateur et le multiplicande sont chacun appliqués à un amplificateur logarithmique. L'addition des logarithmes s'effectue à l'aide d'un

troisème étage à MC 1533, et la restitution de l'antilogarithme, grâce à un quatrième. Ce dernier étage comporte un transistor 2 N 2906 connecté en série avec l'entrée.

Bien réglé, le montage permet d'annuler les constantes qui se manifestent à chaque transformation. L'erreur de multiplication varie de 0,1 à 7,7 % sur trois décades des tensions d'entrée.

17.16. RÉSOLUTION DE L'ÉQUATION PARABOLIQUE $Z = X^n$

Le même amplificateur logarithmique, enfin, permet d'effectuer $z = x^n$, équation parabolique. L'exposant n a une valeur fixe, et dépend du rapport des résistances R_f/R_s (fig. 17-16 *a*), puisque la solution consiste à faire, tout d'abord, le produit $n \log x$.

Un dernier amplificateur MC 1533, précédé par le transistor 2 N 2906 permet, comme précédemment, de restituer l'antilogarithme. L'erreur, avec $n = 2$ par exemple, reste inférieure à 8 %, la courbe de la figure 17-16 *b* traduisant le résultat obtenu.

Les variations de la température provoquent une dérive non négligeable, qui peut être compensée si les deux transistors sont montés, par exemple, sur un radia-

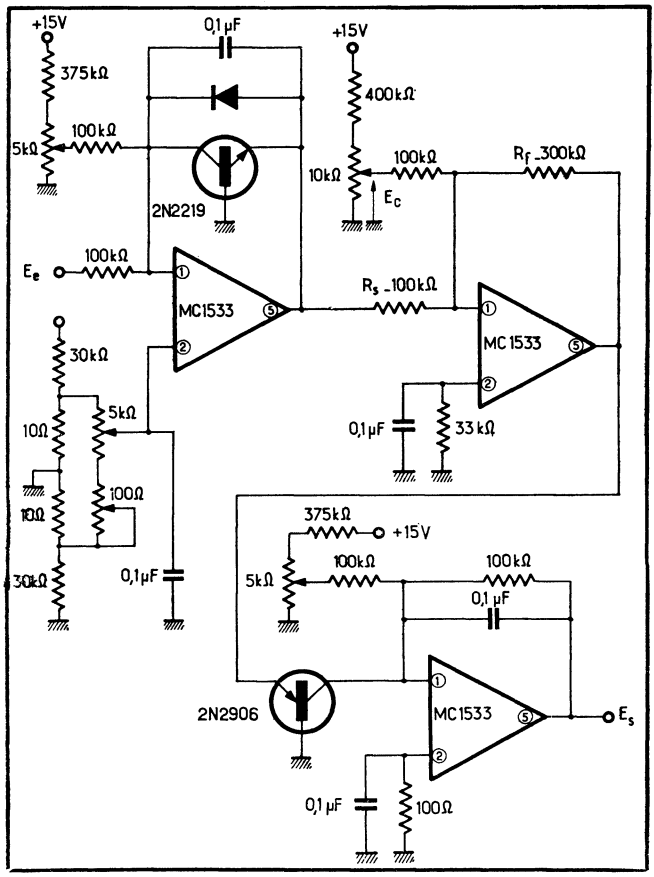


Fig. 17-16 a. — Montage permettant d'effectuer $z = x^n$ avec ici, n = 3 (car égal au rapport R_f/R_s).

teur commun chargé d'égaliser leur température de fonctionnement. Un élément double PNP-NPN, type MD 985, a d'ailleurs permis de ramener l'erreur de 8 % à 4 % avec $n = 3$, par exemple.

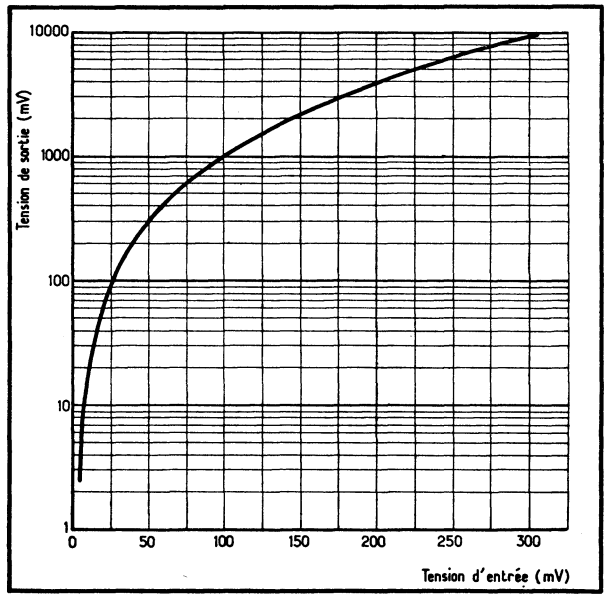


Fig. 17-16 b. — Résultat de l'opération $z = x^n$ avec $n = 2$. L'erreur reste inférieure à 8 %.

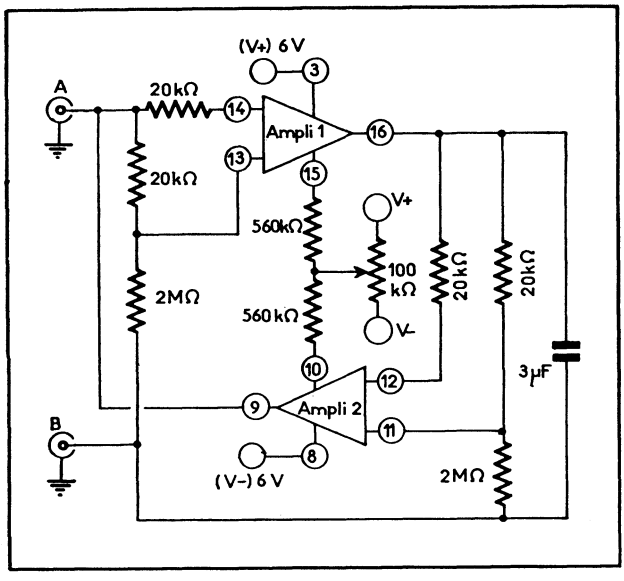


Fig. 17-17. — Ce montage girateur est équivalent à une inductance de 10 kilohenrys, vue entre les bornes A et B.

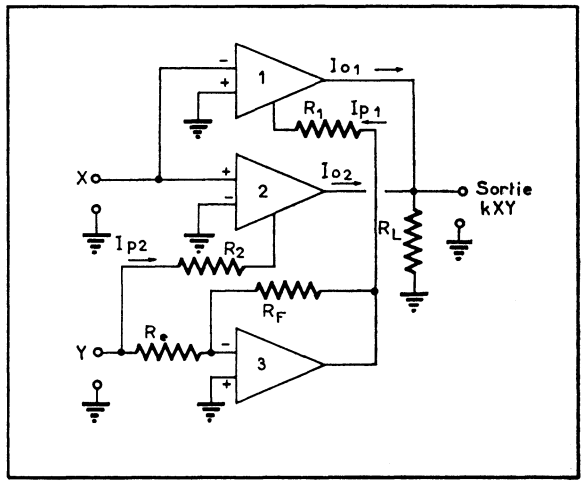


Fig. 17-18. — Principe du multiplicateur 4 quadrants.

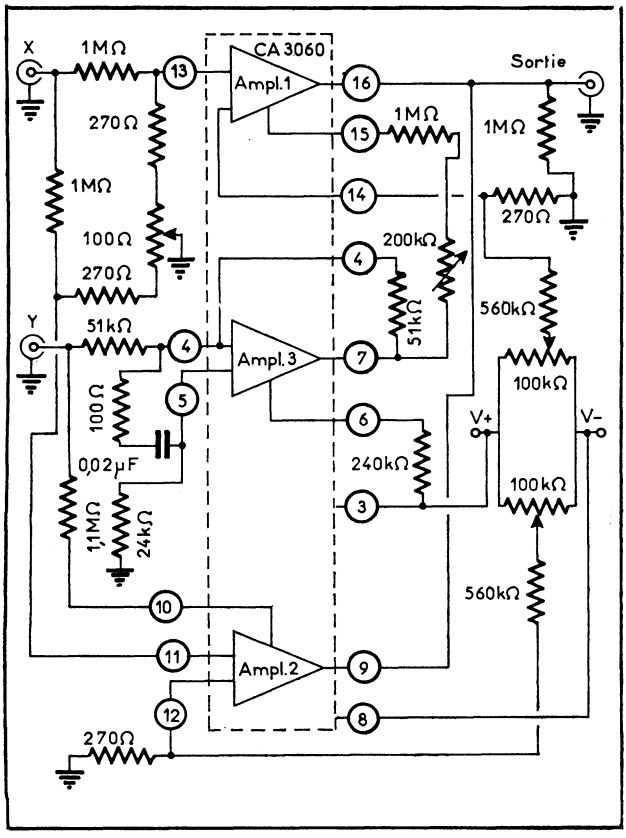


Fig. 17-19. — Réalisation du multiplicateur 4 quadrants.

17.17. GIRATEUR

Deux des amplificateurs d'un CA 3060, amplificateur opérationnel à pente définie, peuvent constituer un girateur dans les applications aux filtres actifs, aux basses fréquences. Ainsi, le montage de la figure 17-17, où l'on ne trouve qu'un simple condensateur de 3 μF, équivaut à une inductance flottante de 10 kH (kilohenrys), vue entre les bornes A et B.

Le coefficient de surtension mesuré à 1 kHz est de 13. Aucune référence à la masse n'est nécessaire, les fortes impédances d'entrée et de sortie isolant la bobine apparente des lignes d'alimentation. Les réseaux résistifs de 20 kΩ et 2 MΩ, aux entrées, multiplient par 100 la gamme dynamique d'entrée des amplificateurs. Le courant de polarisation, ajusté à l'aide du potentiomètre de 100 kΩ, sert à faire varier la transconductance des amplificateurs, donc à agir directement sur l'inductance apparente et la résistance de giration.

17.18. MULTIPLICATEUR 4 QUADRANTS

Le principe du multiplicateur 4 quadrants est indiqué dans la figure 17-18, et sa réalisation dans la figure 17-19. Les trois amplificateurs du CA 3060 sont, ici, utilisés.

Le multiplicande X attaque l'entrée avec inversion et l'entrée directe de deux amplificateurs; le multiplicateur Y est appliqué à l'entrée (—) du troisième et à l'entrée de polarisation du second. Enfin, la sortie du troisième est dirigée vers l'entrée de polarisation du premier. Ainsi, on constate qu'une combinaison fonctionne toujours, quels que soient les signes de X et de Y, donc dans les 4 quadrants.

Les tensions d'entrée sont référencées à la masse; les gains des amplificateurs 1 et 2 doivent être égaux, et les tensions de décalage, annulées. Il n'apparaît aucun décalage de niveau entre entrée et sortie.

17.19. ÉCHANTILLONNAGE ET MÉMORISATION POUR CONVERSION A/D

L'échantillonneur-bloqueur doit échantillonner une tension à un instant donné, puis la mettre en mémoire, et enfin l'amplifier pour son utilisation ultérieure. Telles

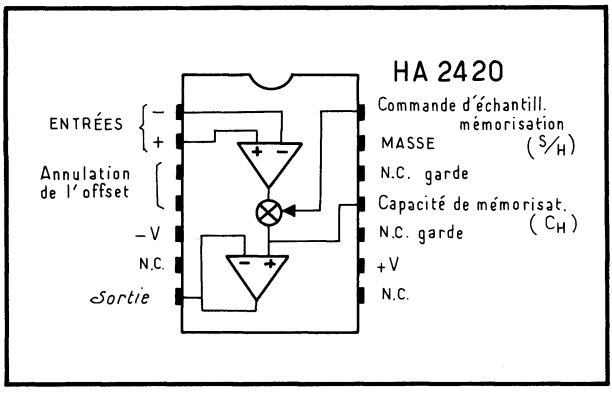


Fig. 17-20. — Synoptique et présentation du HA-2420.

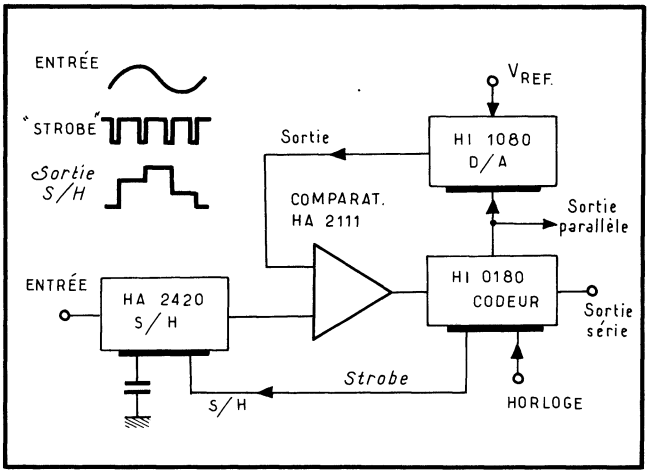


Fig. 17-21. — Convertisseur analogique-digital.

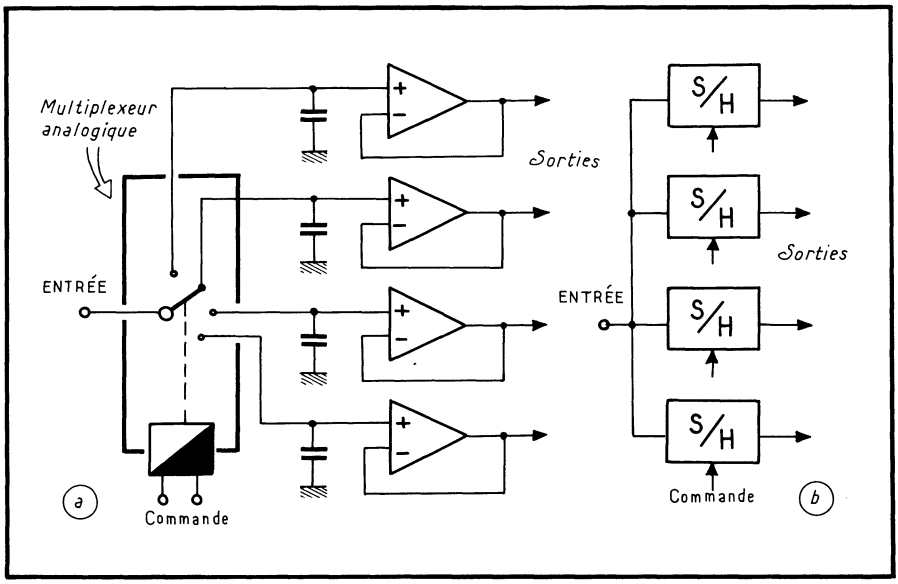


Fig. 17-22. — Un démultiplexeur classique (a); son équivalent à HA-2420 (b).

sont les fonctions assumées par le HA 2420 de *Harris* (fig. 17-20), où la commande d'échantillonnage est notée S/H. Voyons comment ce circuit s'applique à la conversion analogique-digitale.

Certains convertisseurs analogique à digital (A/D), tels ceux fonctionnant par approximations successives, exigent un niveau continu d'entrée stable pendant la période de conversion.

Parfois, ils font appel à des circuits complémentaires : buffers, amplificateur, inverseur...

Le système de conversion A/D proposé ici recourt à un HA-2420 auquel s'ajoutent trois autres circuits intégrés (fig. 17-21). La conversion s'effectue par approximations successives, sur 8 bits, à la vitesse de 40 000 conversions par seconde.

17.20 DÉMULTIPLEXAGE

Classiquement, le démultiplexage s'effectue avec le montage de la figure 17-22 *a* où l'entrée est commutée successivement sur tous les circuits. Ce principe ne permet ni un long temps d'acquisition, ni une grande précision si la mémorisation est longue.

Les capacités doivent en effet se charger à partir d'une source à basse impédance via la résistance série du multiplexeur; ce dernier impose, de plus, ses limites en courant. En période de mémorisation, les lignes relativement longues sont sujettes aux bruits induits et provoquent des fuites indésirables. Enfin, les éventuels FET d'entrée, souvent utilisés dans une telle application, introduisent des dérives en température.

On pallie ces difficultés à l'aide de HA-2420, montés très simplement comme l'indique la figure 17-22 *b*.

17.21. Circuits à micro-ondes acoustiques

L'intégration a récemment gagné les micro-ondes acoustiques. Ces micro-ondes acoustiques, ou *ondes élastiques*, sont des ultrasons qui se déplacent à des vitesses comprises entre 1 et 3 km/s, donc de 300 000 à 100 000 fois moins vite que les ondes électromagnétiques. Leurs longueurs d'onde couvrent de 1 à 300 micromètres,

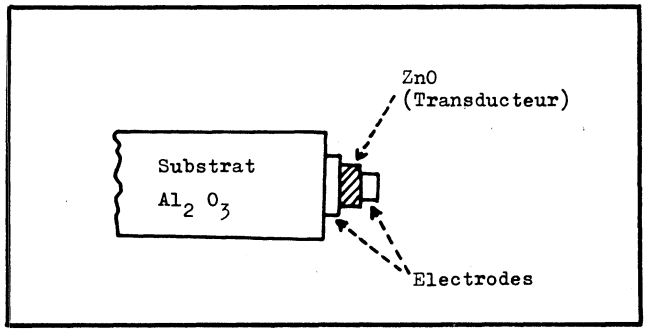


Fig. 17-23. — Principe d'une ligne à retard à onde de volume.

c'est-à-dire des dimensions parfaitement compatibles avec l'intégration et qu'on peut directement traduire par des dimensions physiques à l'échelle 1:1; les fréquences s'expriment en mégahertz ou gigahertz.

On distingue deux types d'ondes acoustiques : *ondes de volume* et *ondes de surface*. Les composants qui en découlent présentent des caractères communs :

- *Un transducteur d'entrée*, réalisé dans un matériau piézo-électrique, permet l'excitation des ondes à partir d'un signal électrique.

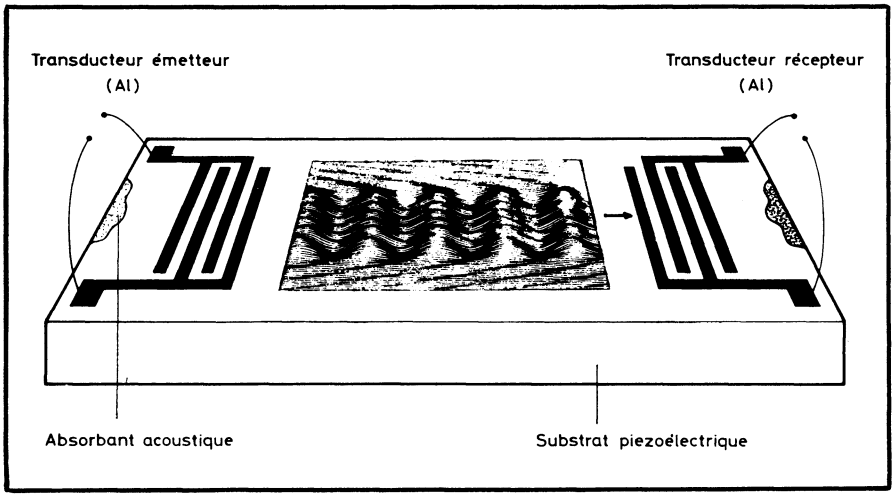


Fig. 17-24. — Ligne acoustique à onde de surface.

• *Un substrat propage celles-ci* dans de bonnes conditions.

• *Un transducteur de sortie*, réciproque de celui d'entrée, les reconvertit en signal électrique.

Les premiers composants acoustiques à applications électroniques faisaient usage d'ondes mécaniques longitudinales ou transversales, traversant entièrement les solides : les ondes de volume (fig. 17-23).

Les ondes de surface sont des ondes composites, constituées à la fois par des déplacements longitudinaux et transversaux qui se propagent à la surface d'un matériau, comme une vague (fig. 17-24); dans le cas d'un matériau piézo-électrique, ces vibrations peuvent être engendrées en appliquant une tension électrique entre des électrodes métalliques; elles sont reconverties en signal électrique par de nouvelles électrodes métalliques.

Il existe de nombreuses méthodes pour générer des micro-ondes acoustiques au moyen de signaux électriques. Néanmoins, les transducteurs interdigités (fig. 17-25) sont les plus employés; ils sont constitués par deux peignes métalliques entrelacés déposés sur un substrat piézoélectrique. Pour générer une onde, un potentiel alternatif est appliqué entre les deux peignes métalliques qui sont séparés par une distance d'une demi-longueur d'onde à la fréquence choisie. L'onde excitée par le potentiel alternatif entre deux doigts d'un transducteur se propage à la vitesse de l'onde de surface; lorsqu'elle arrive entre les deux doigts suivants, l'onde excitée par ces deux doigts s'ajoute à l'onde excitée par les deux doigts précédents. Le mécanisme est réciproque : le transducteur qui excite une onde peut aussi la détecter.

Les peignes sont formés par des techniques classiques de photolithographie sur des films métalliques (de l'aluminium par exemple) de 0,1 micron d'épaisseur.

La largeur minimale des doigts, ainsi réalisables, est d'environ 1,5 micron, ce qui limite la fréquence de fonctionnement des dispositifs à micro-ondes acoustiques à 530 MHz et à 580 MHz pour un transducteur déposé sur quartz et sur du niobate de lithium respectivement. Des traits très fins sont réalisés avec un faisceau d'électrons qui balaie la surface du substrat recouverte d'une résine sensible (fig. 17-26). Les applications en sont les suivantes.

Coupleurs acoustiques. — Les coupleurs acoustiques multitraits courants sont constitués par un réseau de traits métalliques parallèles déposés sur le substrat piézo-électrique. Ils servent à transférer toute la puissance d'une voie acoustique sur une autre avec une large bande et de faibles pertes. Puisque cette énergie est transférée au moyen de traits métalliques, ceux-ci peuvent être courbés pour rediriger le faisceau acoustique dans une autre direction.

Lignes à retard et mémoires analogiques. — La vitesse des ondes élastiques est faible devant celle des ondes électromagnétiques. Cette propriété est mise à profit pour réaliser des lignes à retard (pour un même retard, une ligne acoustique sera 100 000 fois plus petite qu'une ligne coaxiale).

La même ligne à retard pourra servir de mémoire analogique.

Filtres. — Une ligne à micro-ondes acoustiques constitue un quadripôle dont la caractéristique de transfert dépend de la géométrie des transducteurs, donc de la longueur active, du nombre et de la position des électrodes. Un grand nombre de fonctions de transfert est possible en utilisant une géométrie appropriée des transducteurs.

Les premiers composants à ondes de surface, maintenant développés pour le traitement des signaux de radar, sonar, de communication et de navigation et pour les calculateurs spécialisés, sont les filtres de bandes, les filtres de compression

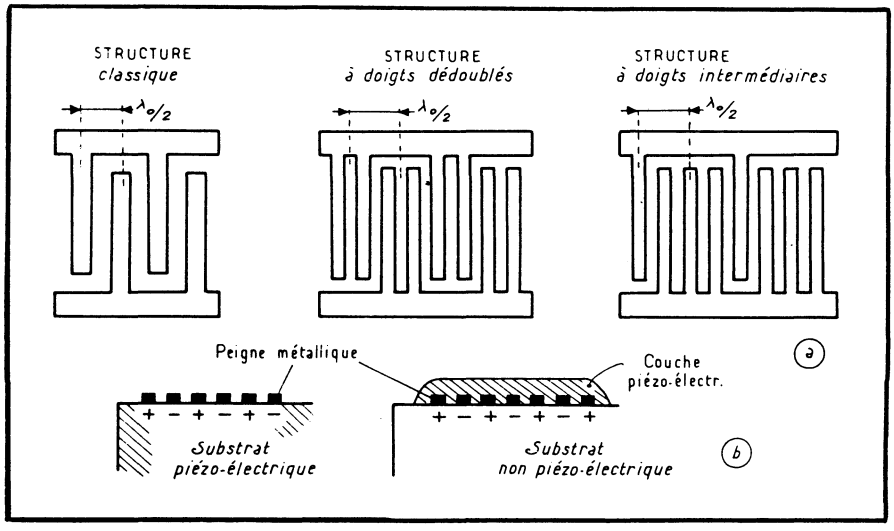


Fig. 17-25. — Divers transducteurs interdigités (a) et leur structure, vue en coupe, en (b). La largeur des traits est égale au quart de la longueur d'onde pour des transducteurs de structure classique.

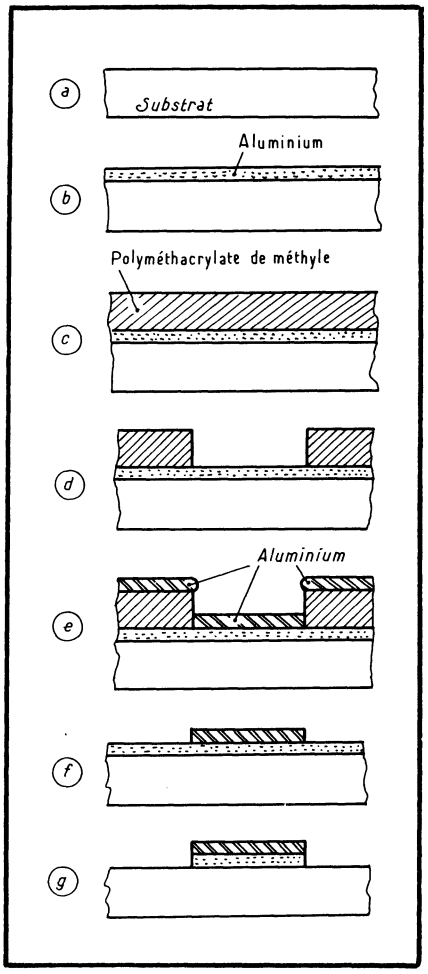


Fig. 17-26. — Pour réaliser les doigts d'un transducteur, au moyen d'un faisceau d'électrons, on utilise en (a), un substrat de surface polie, puis, en (b), on dépose une première couche d'aluminium de 0,02 micron; un film de résine de 0,4 micron est déposé ensuite en (c). Après exposition au faisceau d'électrons, ce film est développé (d), une seconde couche d'aluminium de 0,12 micron est déposée (e), et, en (f), l'aluminium déposé sur la résine est éliminé par trempage dans un solvant. Enfin, en (g), l'aluminium subsistant entre les doigts est éliminé par usinage ionique.

ou d'extension d'impulsions, les codeurs, décodeurs et les lignes à retard à prises programmables.

L'une des applications de ces filtres, peu coûteux, fiables et quasiment indéréglables, est la FI en télévision.

Autres applications. — Elles sont très nombreuses. Citons : le traitement de l'image, des signaux les plus divers, convolueurs et corrélateurs, oscillateurs, résonateurs, lignes dispersives, codeurs-décodeurs, etc.

CHAPITRE 18

Capteurs intégrés

Dans leur version intégrée, les capteurs sont bien plus économiques, à performances égales. Ils sont également d'un volume réduit, ce qui permet de les loger partout. On va examiner ici quelques types de circuits-capteurs, intégrant le capteur et l'électronique de traitement : capteurs de température, pression, accélération, détecteurs de passage, etc.

18.1. Capteurs de température

18.1.1. MODE EN TENSION

Une chaîne de mesure à capteur de température comprend le capteur proprement dit, suivi de son amplificateur, ce qui mène au synoptique de la figure 18-1. Avec une contre-réaction totale, le gain de l'amplificateur opérationnel est ramené à un et de ce fait, la tension de sortie varie comme celle de l'élément semiconducteur qui sert de capteur. Ce sera, par exemple, la tension émetteur-base d'un transistor opérant sous des conditions fixes; de ce fait, la tension fournie s'accroît de 10 mV par degré Celsius (ou Kelvin).

Soit, par exemple, le circuit LX 5600 de *National Semiconductor*, correspondant au synoptique de la figure. Le fabricant a étudié ce circuit pour qu'il puisse fournir une tension de sortie témoin de la température absolue, soit à 25 °C, donc 298 °K, une tension de 2,98 V par exemple; cette tension varie de 10 mV par degré. Dans le cas du LM 3911 (fig. 18-2), la tension de sortie varie également de 10 mV par degré. Comme dans le cas précédent, on pourra intervenir sur le gain en boucle fermée en insérant le réseau de contre-réaction adéquat.

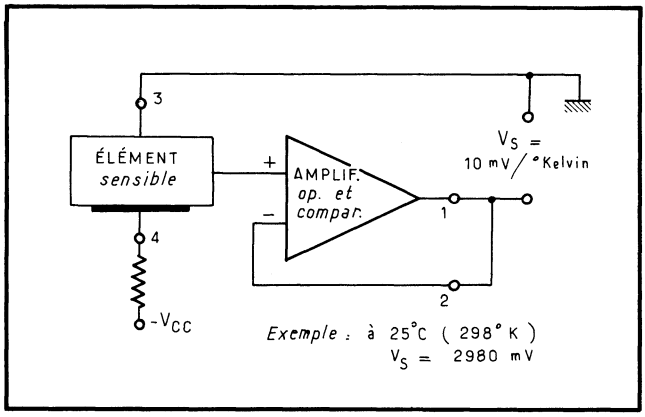


Fig. 18-1. — Principe du capteur intégré de température.

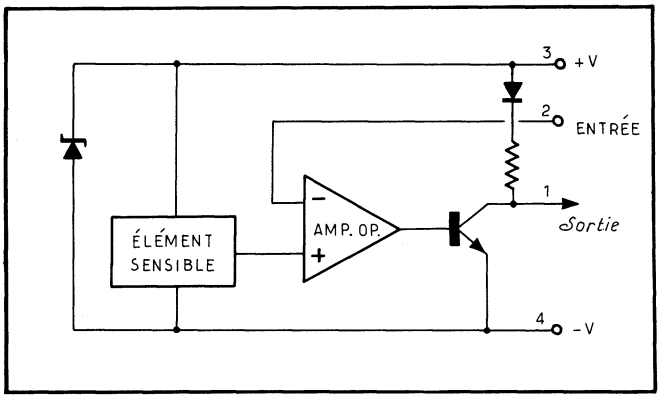


Fig. 18-2. — Synoptique du LM 3911.

Le capteur faisant partie intégrante du circuit, la gamme de mesure ne peut excéder les températures acceptées par ce dernier. Ainsi, le LM 3911 travaillera de -25 à $+85$ °C; précision : $\pm 0{,}5$ °C.

De tels circuits fonctionnent aussi bien en comparateurs si on leur applique une tension de référence (entrée de contre-réaction, avec inversion).

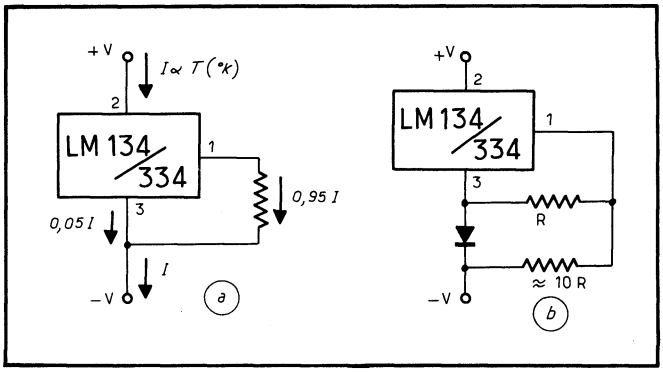


Fig. 18-3. — Le LM 134 en capteur de température (a) et en source de courant compensée en température (b).

18.1.2. MODE EN COURANT

La variation de température peut agir sur un courant-témoin, comme c'est le cas avec le circuit LM 134, à trois broches seulement. Le courant est directement proportionnel à la température et peut varier de 1 μA à 10 mA. Ce LM 134 est, en

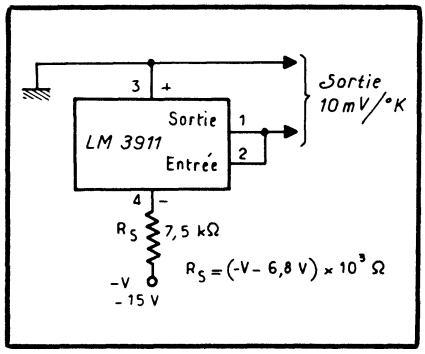


Fig. 18-5. — Thermomètre à alimentation positive.

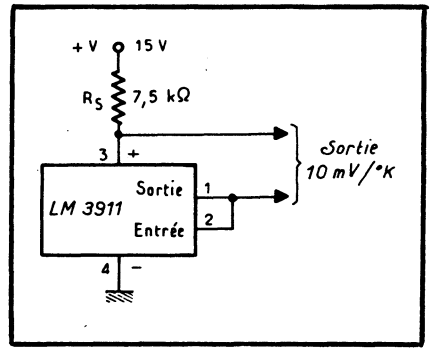


Fig. 18-4. — Thermomètre à alimentation négative.

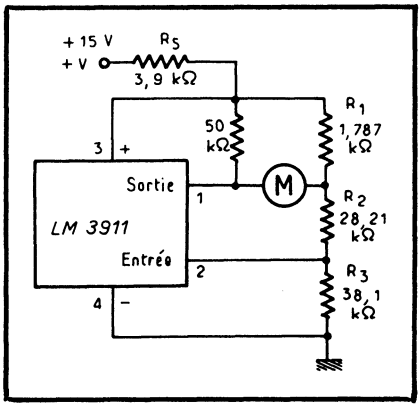
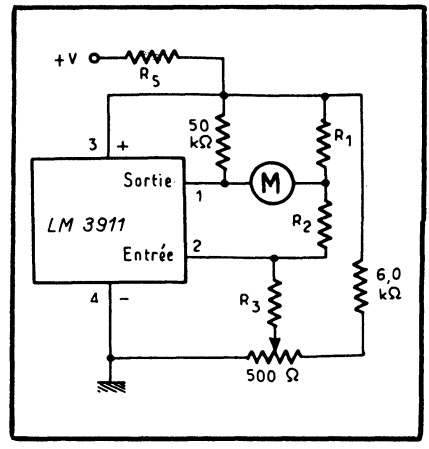


Fig. 18-7. — Thermomètre de mesure à réglage.

Fig. 18-6. — Thermomètre à affichage sur galvanomètre.



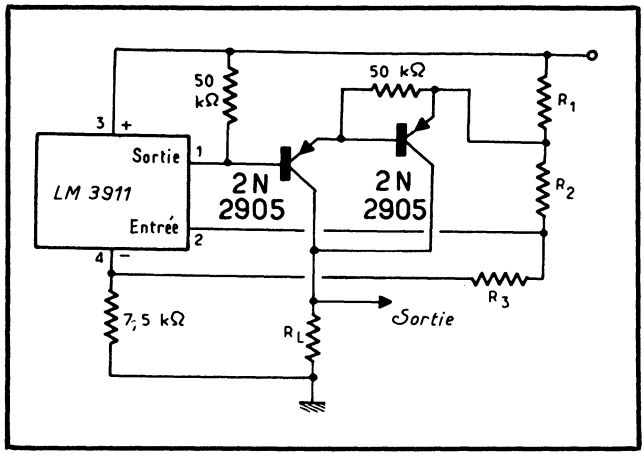


Fig. 18-8. — Thermomètre à référence à la masse.

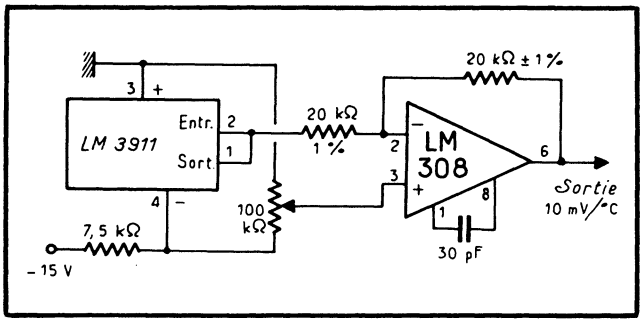


Fig. 18-9. — Sortie à échelle Celsius à référence à la masse.

effet, directement inséré (en série) sur le circuit de mesure (fig. 18-3 *a*). Entre les broches 1 et 3 est connectée une résistance de programmation qui permet une répartition du courant total.

Le LM 134 a été réalisé selon la technologie hybride BIFET (bipolaire-FET) et agit comme un convertisseur température-courant; il peut être également utilisé comme une source de courant constant programmable si l'on fixe la température, corrigée si l'on exploite la variation du courant que provoquent ses variations (même figure, en *b*).

18.1.3. APPLICATIONS

Pour les applications, on va se référer au LM 3911. La figure 18-4 montre son emploi en thermomètre à alimentation négative et la figure 18-5 à alimentation positive. La figure 18-6 est un thermomètre à galvanomètre et à sortie réglable en figure 18-7. C'est un thermomètre avec référence à la masse qui est représenté figure 18-8; la sortie fournit une tension proportionnelle à la température en degrés Celsius à partir d'un amplificateur supplémentaire. La figure 18-9 représente un thermostat électronique à commande à distance sur réseau destiné à la commande de fours à gaz ou à huile. La figure 18-10, enfin, représente un thermostat pour télécommande.

18.2. Capteurs de pression

18.2.1. FONCTIONNEMENT

C'est en 1974 que *National Semiconductor*, qui a fait œuvre de pionnier en la matière, a présenté les premiers capteurs intégrés de pression (circuits de la série LX...). Ils servent à la mesure de pressions absolues, relatives ou différentielles. Les premières versions rassemblaient en un montage hybride les éléments nécessaires :

• *Le capteur de pression* proprement dit, un pont de piézo-résistances diffusées sur silicium et surmonté d'une membrane.

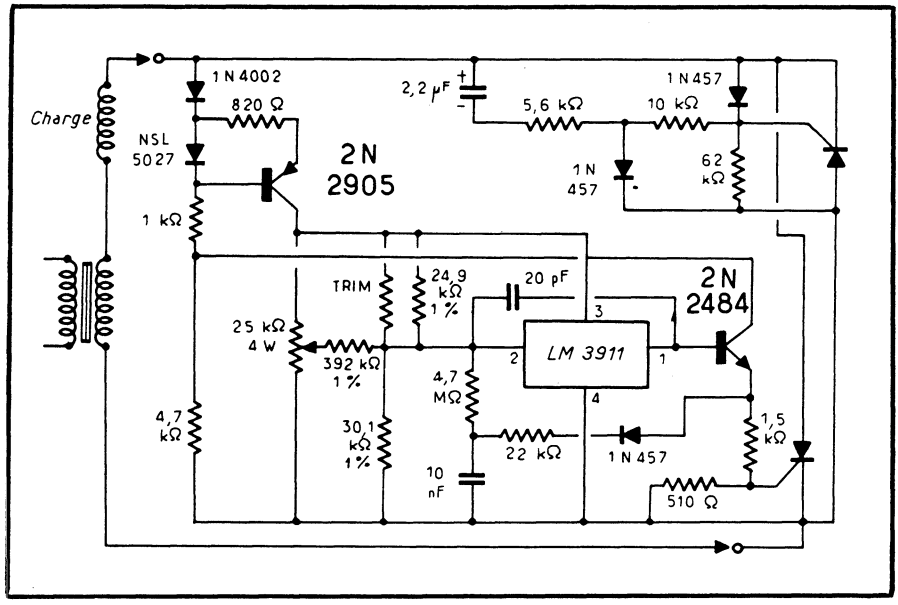


Fig. 18-10. — Thermostat électronique à commande à distance.

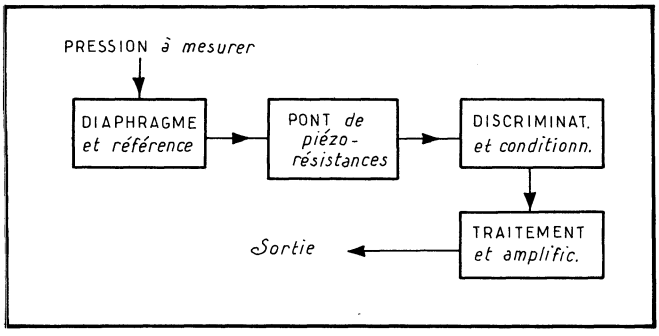


Fig. 18-11. — Principe du capteur de pression.

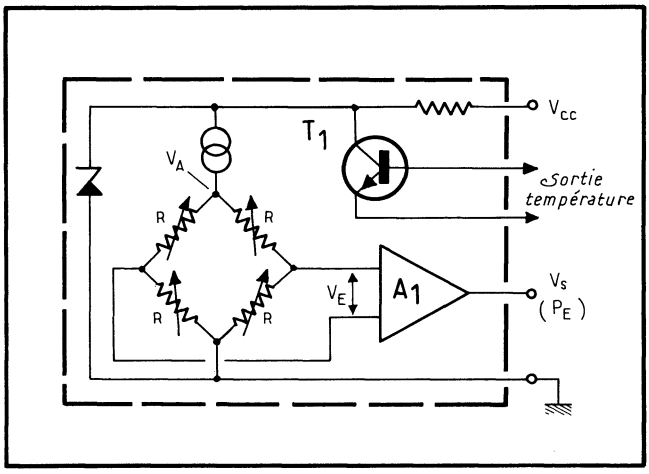


Fig. 18-12. — Schéma électrique du capteur de pression intégré.

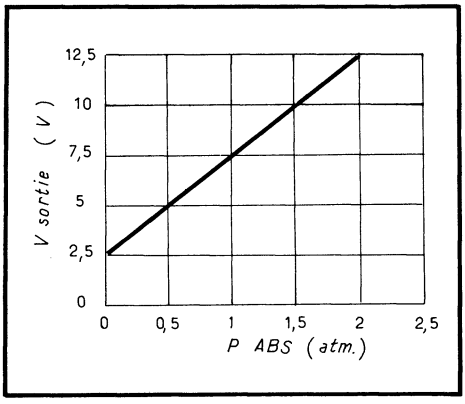


Fig. 18-13. — Caractéristique typique pression-tension de sortie d'un capteur.

- *Un ou plusieurs amplificateurs opérationnels.*
- *Éventuellement, un réseau de résistances* ajustées au laser.

Un synoptique typique de la chaîne est ainsi représenté figure 18-11, et le schéma électrique correspondant figure 18-12 (pour le circuit LX 1600). La tension d'entrée V_E de l'amplificateur A, varie proportionnellement aux changements des résistances du pont. L'excursion totale de tension en sortie du pont est de 100 mV, entre 25 et 125 mV :

$$\Delta V_E = V_A \Delta R/R = 100 \text{ mV max}$$

L'amplificateur A_1 dont le gain est égal à 100 amplifie le signal de façon que l'excusion de sortie soit de 10 V (fig. 18-13). On voit que la tension V_s dépend linéairement des variations de résistance du pont. En pratique, cependant, cette caractéristique n'est pas tout à fait linéaire en raison de la géométrie non parfaite de la cavité. La plupart des capteurs se caractérisent par :

1. Une linéarité de $\pm 0{,}5$ % max. dans toute la gamme de pression;
2. Une erreur globale de ± 3 % max. pleine échelle pour 25 °C $\leqslant$ T $\leqslant$ 82 °C.

A l'aide du transistor T_1 diffusé au centre du pont des résistances on a, en outre, la possibilité de connaître la température au point de mesure de la pression.

On dispose donc, désormais, d'un ensemble complet capteur et conditionneur prêt à l'emploi. Les erreurs dues aux variations de température sont compensées

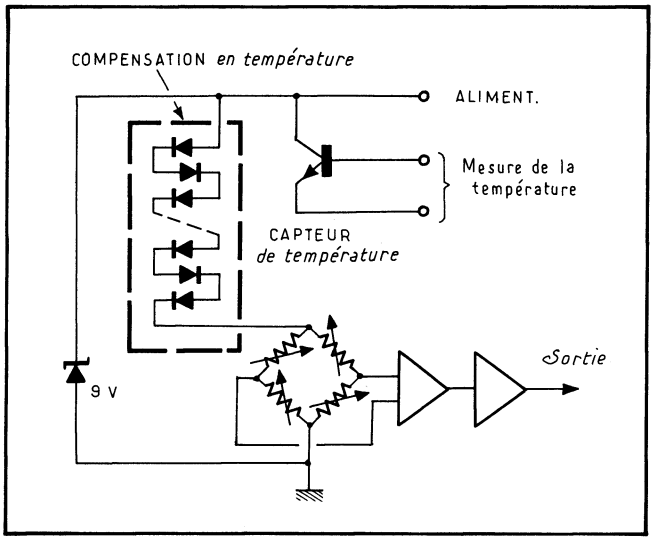


Fig. 18-14. — Compensation en température du capteur de pression.

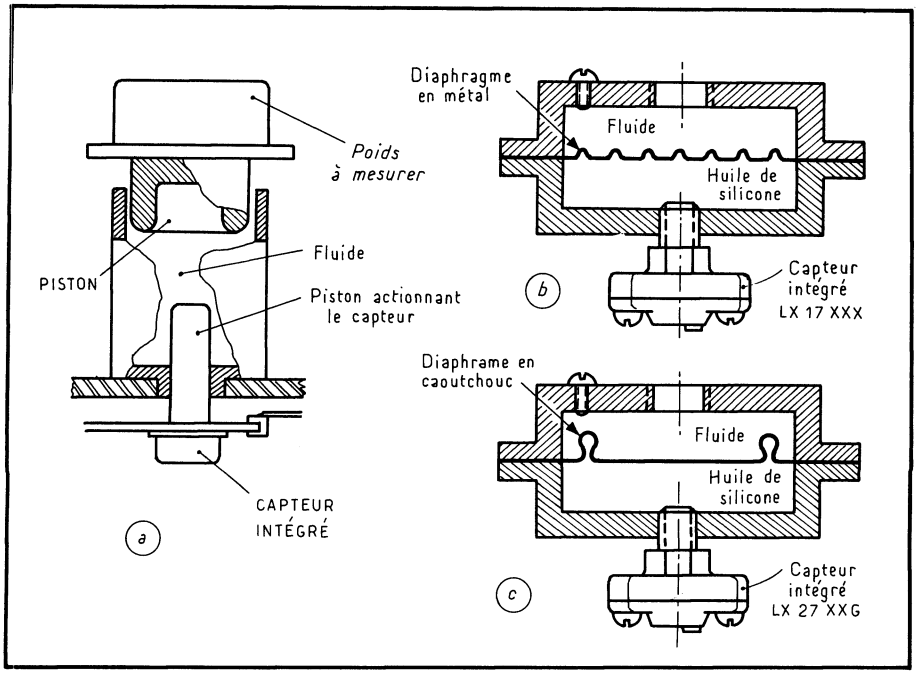


Fig. 18-15. — Capteur de pression à piston (a), avec diaphragme en métal (b) ou caoutchouté (c).

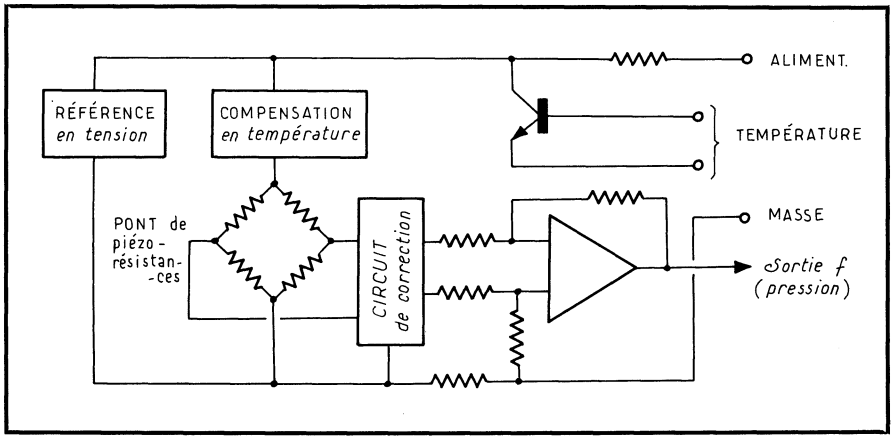
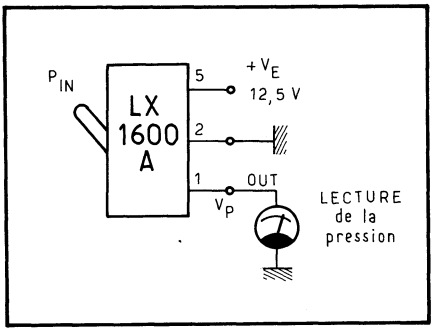


Fig. 18-16. — Synoptique des capteurs de la série LX de National Semiconductor.

Fig. 18-17. — Mesure de température avec un capteur LX.



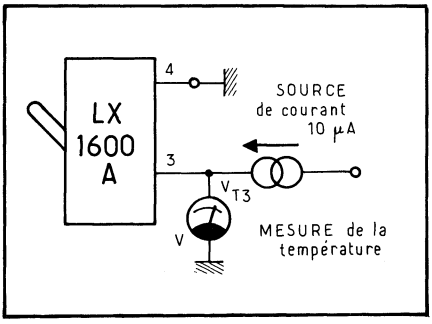


Fig. 18-18. — Mesure de pression absolue avec affichage sur galvanomètre.

par le capteur de température incorporé; de ce fait, l'erreur maximale est de $\pm 0{,}5$ %. La figure 18-14 montre l'une des façons d'assurer cette compensation. Enfin, les gammes de pressions dépendent des types de capteurs intégrés; des gammes types seront ainsi de 0 à 30 psi absolus et, en différentiel, de 0 à 300, ou de -15 à $+15$ psi, etc. (Rappelons que 1 psi = 51,71 Torrs = 51,71 mm Hg = 68,95 mbars.)

La difficulté majeure, dans ces circuits, a été constituée par la membrane chargée de transmettre la pression au pont de piézo-résistances. Elle est en silicium, de 2,5 μm d'épaisseur environ. Dans le cas où un contact direct entre cette membrane et le fluide sous pression n'est pas désirable, on utilise un piston supplémentaire et les montages prennent l'allure des schémas de la figure 18-15, ces exemples pouvant être multipliés. L'aspect physique réel des capteurs intégrés sera souvent l'un de ceux représentés ici.

Le synoptique plus détaillé des capteurs de la série LX est donné figure 18-16. La mesure des températures qui, en réalité, revient au premier type de capteurs examinés dans ce chapitre, s'effectue en reliant la broche (4) à la masse et en alimentant (3) à l'aide d'une source de courant constant de 10 μA. La tension de sortie mesure entre (3) et masse (la mesure se faisant à l'aide d'un instrument à entrée de 10 MΩ) témoigne de la température; après étalonnage, on trouvera par exemple 7 V de référence ±1,1 mV/°F (fig. 18-17).

18.2.2. APPLICATIONS

Ces capteurs se prêtent à de très nombreux montages, ainsi qu'on va le voir. Retenons tout d'abord des montages de principes où l'on n'a tenu compte que de la seule sortie témoignant de la pression.

Ainsi, la figure 18-18 montre un LX 1600 A, alimenté sous 12,5 V, fournissant une mesure directe de pression absolue grâce à un voltmètre. Dans la figure 18-19, deux capteurs de ce type fournissant une mesure différentielle. Éventuellement, un amplificateur opérationnel supplémentaire peut être introduit à chaque sortie de capteur; en outre, le rapport des résistances R_4/R_3 et R_2/R_1 déterminera l'échelle différentielle. L'alimentation peut varier entre 10 V et 30 V, mais chaque tension doit être stabilisée à ±1 % et exige une recalibration.

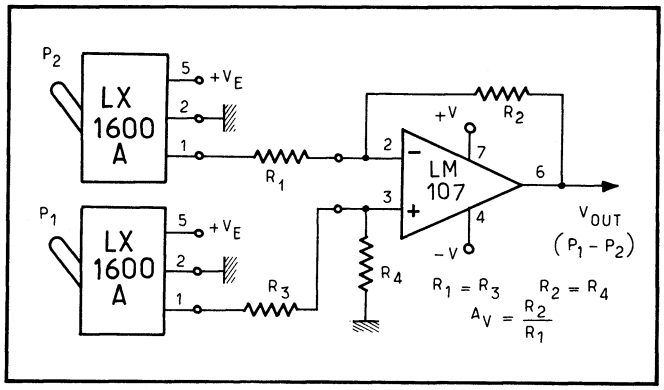


Fig. 18-19. — Mesure de pression différentielle avec deux capteurs.

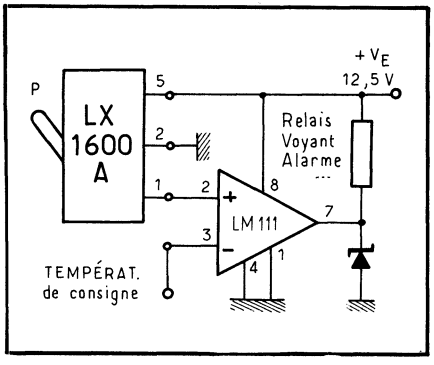


Fig. 18-20. — Mesure de température avec seuil préréglé.

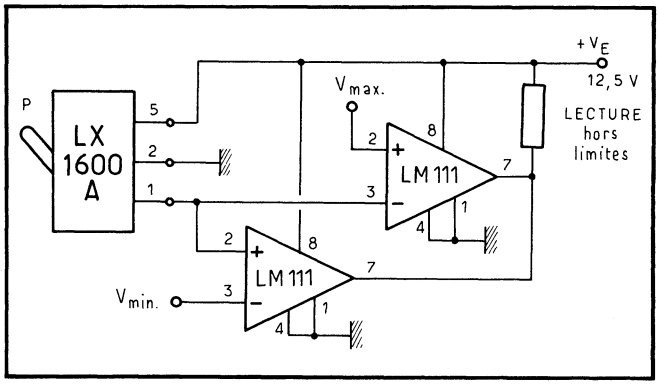


Fig. 18-21. — Mesure de température avec seuils haut et bas.

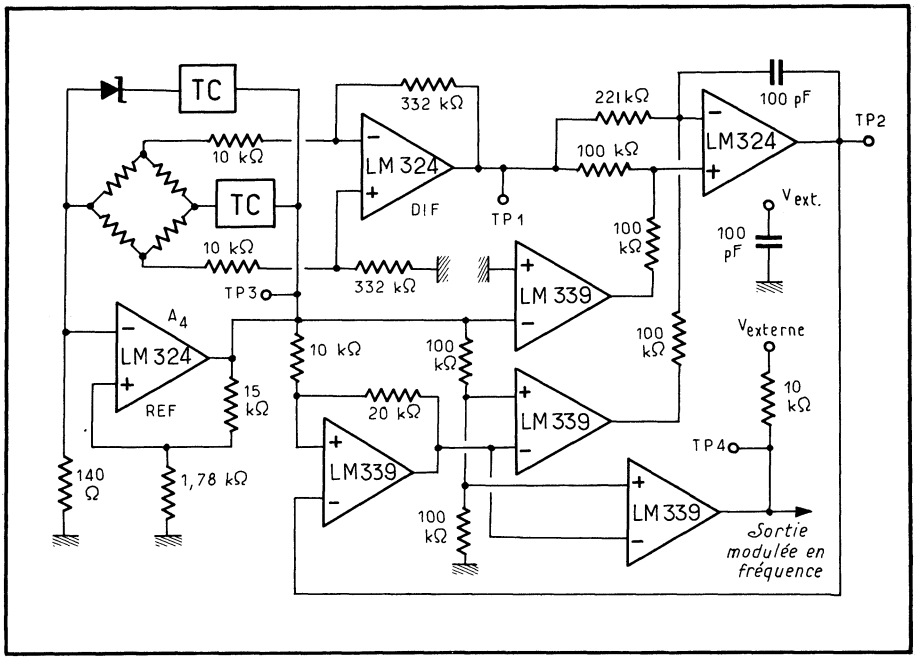


Fig. 18-22. — Système de conversion pression à fréquence.

Le schéma de la figure 18-20 est celui d'un système à seuil; dès que la température préréglée (entrée avec inversion du LM 111) est atteinte, la sortie (—) actionne un voyant ou un relais. En 18-21, le seuil est double : haut et bas, la charge (voyant, relais, triac...) témoignant d'une excursion hors gamme. On n'omettra pas de découpler soigneusement les bornes (8) des LM 111, avec des condensateurs de 0,1 μF, en disque céramique par exemple. Voyons quelques applications de façon plus détaillées.

Conversion pression-fréquence. — La conversion pression-fréquence fait appel à un capteur, un quadruple amplificateur opérationnel LM 324 et un quadruple

comparateur LM 339 (fig. 18-22). La fréquence maximale pour une excursion linéaire est de 20 kHz; au-dessus, l'intégrateur du VCO est débordé. On remarquera que le pont de mesure est placé dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur A_4, ce qui est très favorable à la stabilité.

Altimètres. — Le capteur LX 1602 de pression absolue peut être à la tête d'une chaîne qui permettra la retransmission au sol des altitudes atteintes par un aéronef (fig. 18-23). Après une compensation fixe en température la mesure est convertie en analogique puis codée, et transmise à un émetteur. La conversion s'effectue sur 10 bits. Le codage peut assurer simultanément une correction de l'altitude mesurée, celle-ci ne se traduisant pas en signal proportionnel à la sortie du capteur.

Une détection d'altitude avec seuil est fournie par le montage de la figure 18-24, qui ne comprend que trois éléments actifs : le capteur intégré, un LM 324

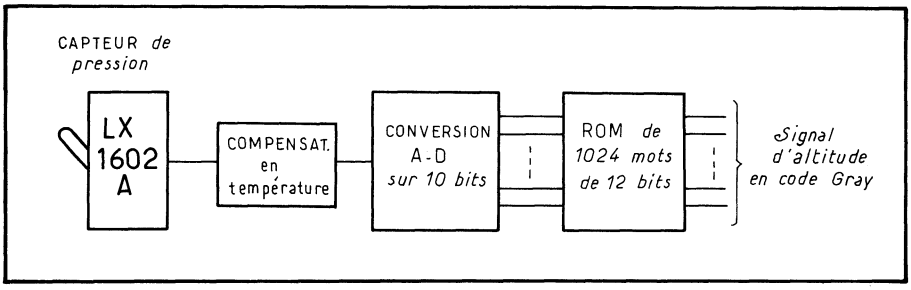


Fig. 18-23. — Principe d'un altimètre avec codage Gray (numérique) de l'altitude.

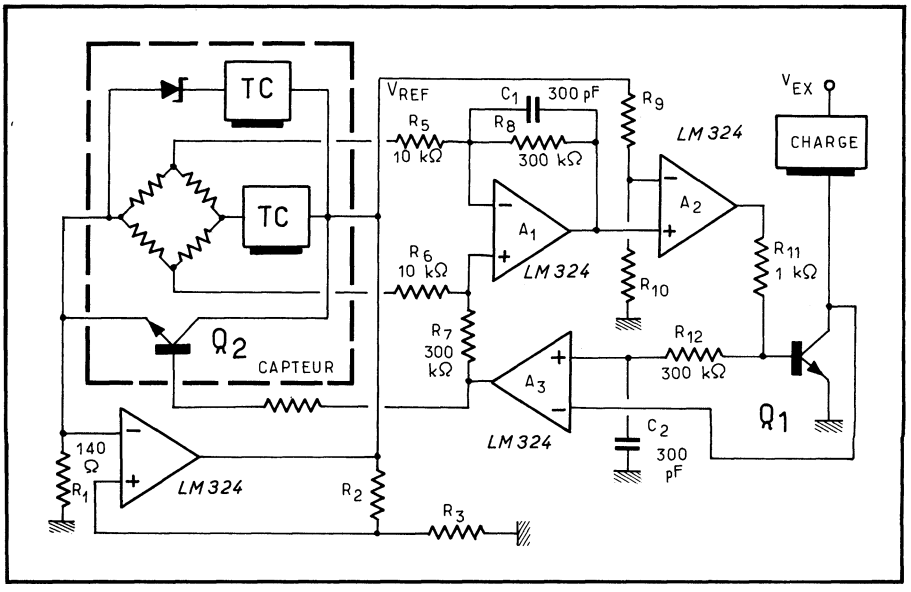


Fig. 18-24. — Altimètre avec seuil, la référence étant déterminée par le rapport des résistances R 9 et R 10.

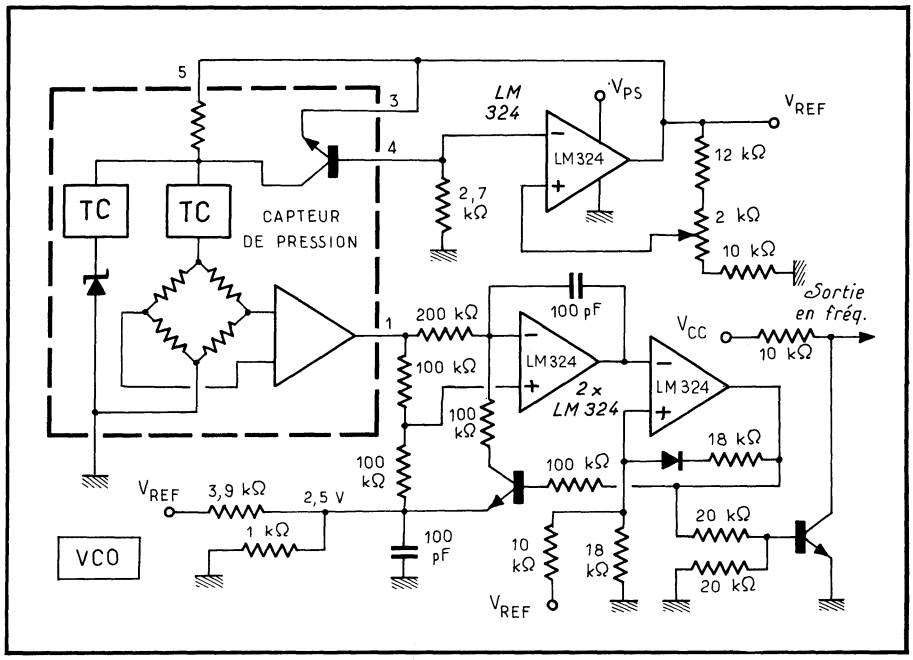


Fig. 18-25. — Baromètre numérique, avec sortie en fréquence.

et un transistor. A nouveau, le pont de piézorésistances est introduit dans le réseau de contre-réaction de A_4, qui fournit la référence au pont et au comparateur et reste ainsi insensible aux variations de l'alimentation. L'amplificateur A_1 suit le pont alors que A_2 est le « comparateur d'altitudes », le rapport de R_9 à R_{10} déterminant le point de commutation, avec approche à partir d'une altitude *supérieure*. L'amplificateur A_3 détecte la mise en conduction du transistor Q_1; à ce moment et par rebouclage, il le maintient en conduction; simultanément, il débloque le, transistor Q_2 qui court-circuite le pont de mesure, annulant la tension de référence.

Baromètre numérique. — Un capteur de pression LX 1601 A, un oscillateur commandé par sa tension de sortie (VCO), une alimentation 5 V, un oscillateur de référence CMOS et deux chaînes de comptage pilotant des voyants électroluminescents (LED) constituent un baromètre numérique, mais de précision « moyenne » (fig. 18-25 pour la partie mesure, et 18-26 pour l'affichage).

Le comptage s'effectue sur 4 décades mais 3 seulement sont affichées (soit 14,7 psi), la 4e servant à faire disparaître les variations sur les valeurs les moins significatives. L'étalonnage se fait en ajustant la fréquence de l'oscillateur CMOS jusqu'à ce que l'affichage marque la pression ambiante. Aucune compensation en température n'a été prévue.

Détection de consignes multiples. — Le montage de la figure 18-27 permet la détection de plusieurs points de consigne (références), à partir d'un unique capteur. On dispose encore d'une sortie analogique en tension, de 2,5 à 12,5 V, et en courant (5 mA), grâce à un quadruple amplificateur opérationnel type LM 324.

Surveillance d'une ventilation. — Ici, le capteur de pression, introduit dans une enceinte, surveille la dépression créée par le ventilateur (fig. 18-28). L'électronique pourra être celle du schéma précédent et servira, soit à détecter une panne du ventilateur, soit à réguler sa vitesse, soit encore à détecter une intrusion, ou un excès de pression différentielle.

Les mêmes capteurs pourront servir d'accéléromètres, détecter et surveiller l'écoulement de fluides, etc., etc.

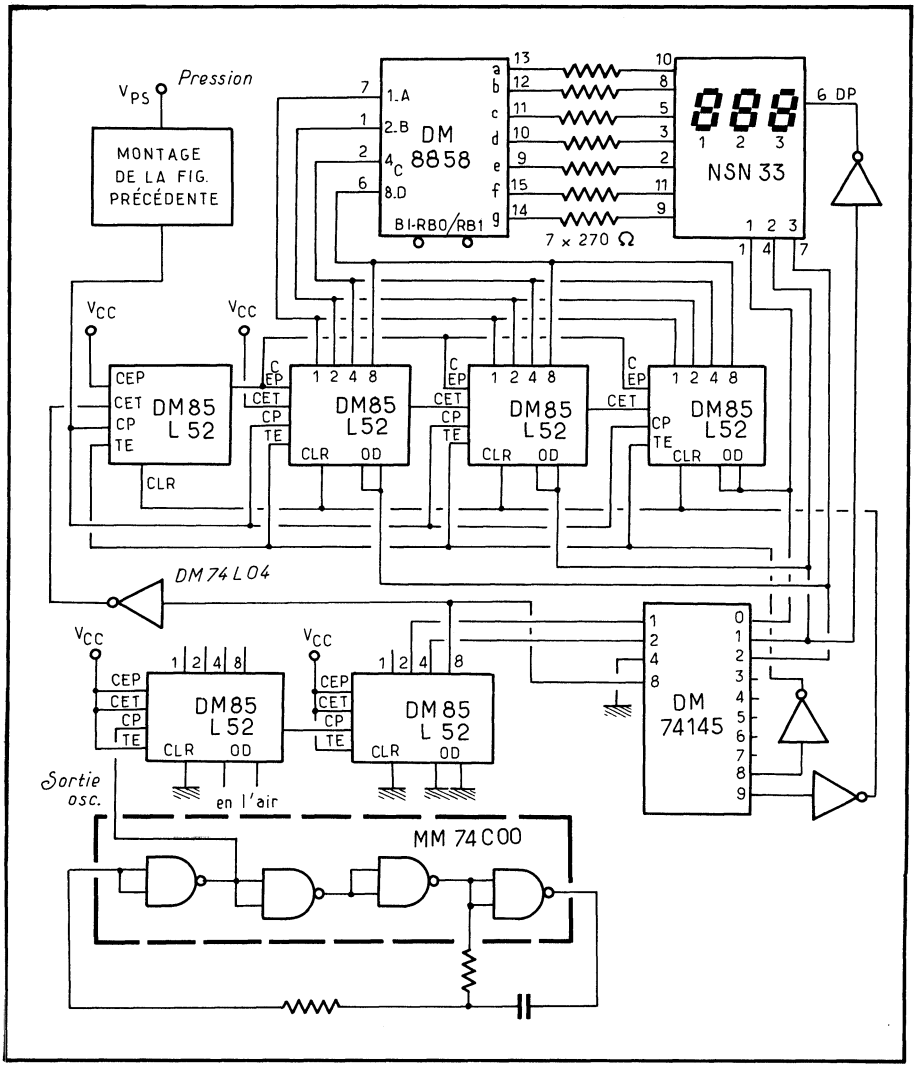


Fig. 18-26. — Logique de comptage pour baromètre, avec affichage numérique sur trois décades.

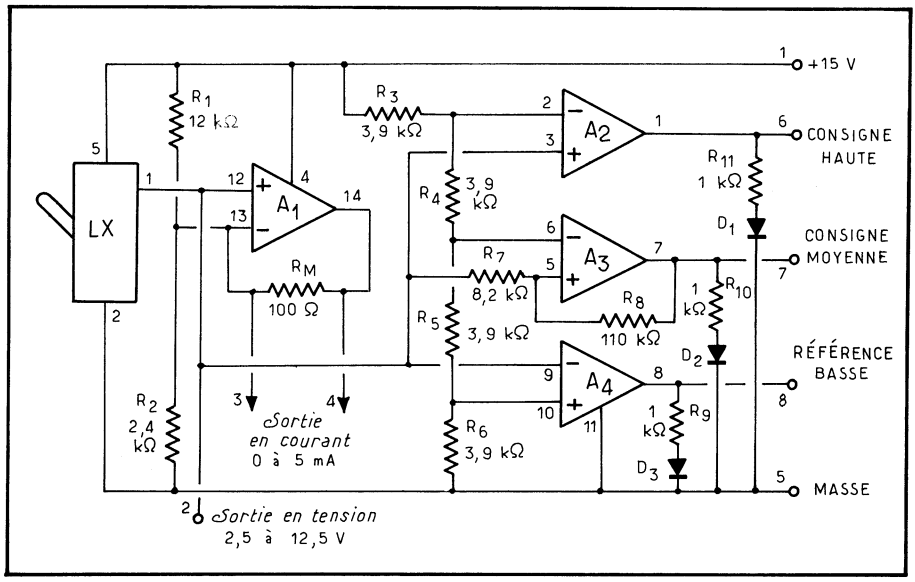


Fig. 18-27. — Détection de consignes multiples à capteur de pression.

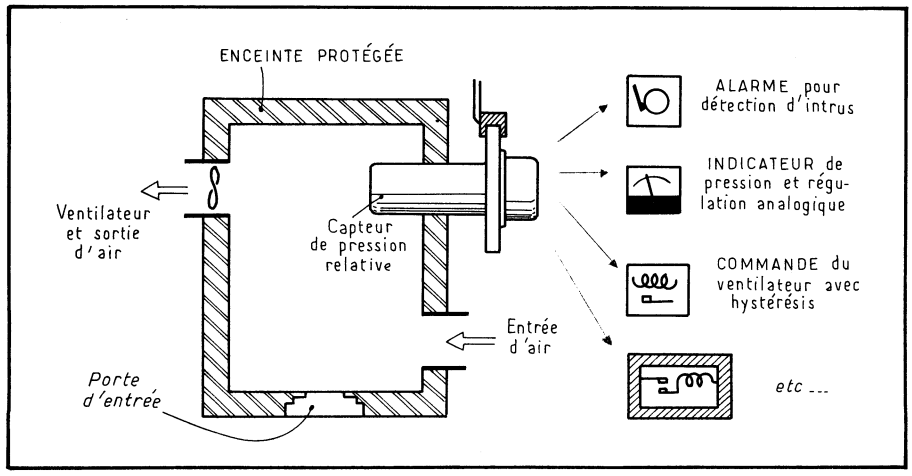


Fig. 18-28. — Système de surveillance à capteur de pression.

18.3. Capteurs à effet Hall

Lorsqu'il est conçu en tant qu'élément discret, le générateur de Hall est généralement réalisé en arséniure et antimoniure d'indium. Si l'on passe au silicium qu'exige l'intégration, on perd en sensibilité, mais cet inconvénient est compensé

par le fait qu'il est alors facile de prévoir un amplificateur à grand gain, également intégré sur la même puce.

Une telle formule mène à un circuit intégré complet, sensible au champ magnétique, et elle se révèle intéressante à plus d'un titre.

Tout d'abord, l'utilisation du capteur de Hall est simplifiée dans la mesure où ses circuits périphériques sont prévus par le fabricant du CI. Ensuite, on peut espérer que cette technique aura des effets heureux sur les prix — le générateur de Hall discret restant relativement cher —, ce qui aboutirait à promouvoir l'usage de cet élément.

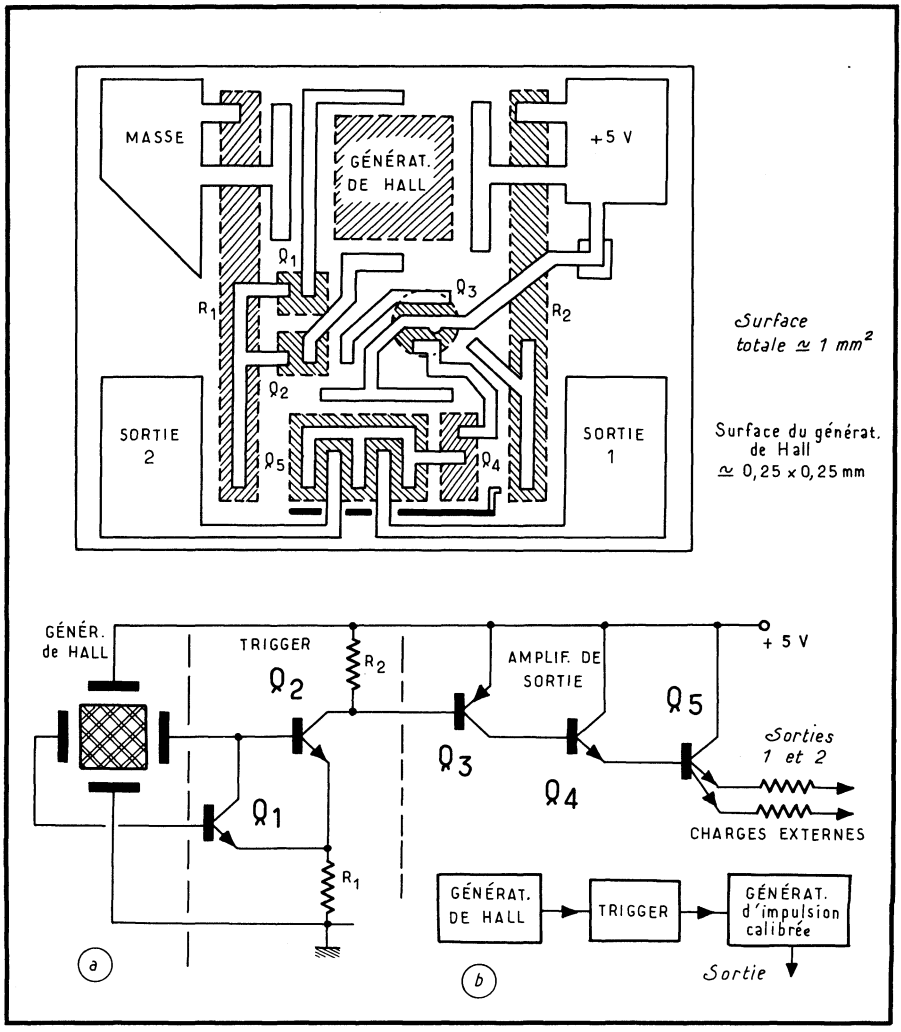


Fig. 18-29. — Le circuit intégré Honeywell à effet Hall (en a). En b, on a représenté le synoptique de sa nouvelle version, où l'amplificateur de sortie est remplacé par un générateur d'impulsions; ce C.I. porte la référence : 1 SS.

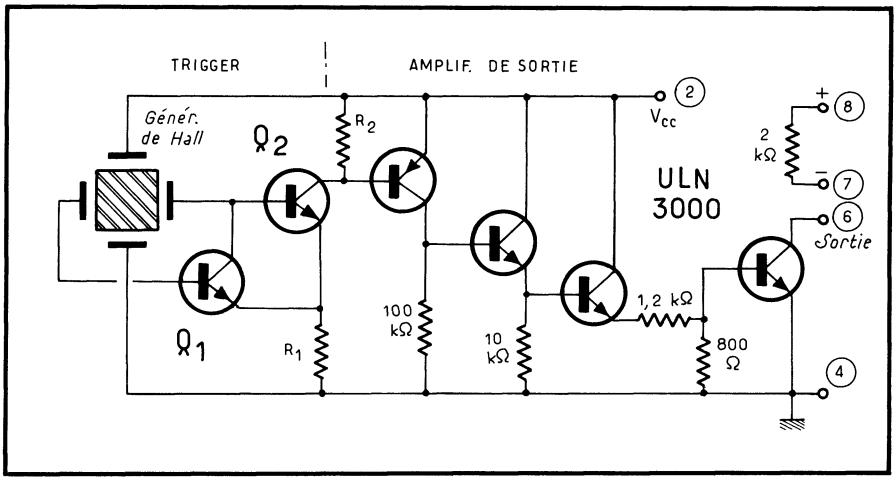


Fig. 18-30. — Le ULN 3000 de Sprague.

En effet, on se trouve là en présence d'un composant nouveau, parfaitement adapté à bien des problèmes de codage ou d'automatisme; cela est si vrai qu'une de ses premières applications a porté sur les claviers alphanumériques à touches. Travaillant alors en tout ou rien, le circuit intégré est soumis à l'action d'un aimant solidaire de la touche. On supprime ainsi définitivement les contacts électriques toujours fragiles, au bénéfice d'un fonctionnement fiable.

Autres avantages : les connexions entre l'élément de Hall et l'amplificateur sont considérablement réduites, ce qui est favorable puisqu'on diminue fortement les capacités parasites et les bruits induits, et l'on peut intégrer le système de compensation en température qui corrigera les variations du capteur.

En contrepartie, et puisque l'ensemble du CI est soumis au champ magnétique, un fonctionnement linéaire est plus difficile à obtenir, aussi, s'en tient-on actuellement à un service en interrupteur.

Le premier des CI ainsi réalisés et annoncé dès 1968 semble dû à *Honeywell.* Alimenté sous 5 V et sensible à une variation du champ magnétique comprise entre 100 G et 750 G, il fournit un signal de sortie de 0 V ou 3,5 V (fig. 18-29 *a*). La région de Hall est formée par croissance épitaxiale et l'isolation est assurée par diffusion, donc tout cela relève des processus classiques.

Appliqué à la réalisation de claviers, ce CI est soumis à l'influence d'un aimant de plusieurs kilogauss; sous son action, le générateur de Hall fournit un signal utile de quelque 10 mV, appliqué à l'amplificateur Q_1, Q_2 monté en trigger de Schmitt. En basculant, ce trigger délivre un signal de 1 V qui attaque l'amplificateur final.

L'essentiel du courant de repos du CI (15 mA environ) sert à l'excitation du générateur de Hall. A l'état bloqué, le transistor Q_5 ne consomme que 50 μA.

Dans une version plus récente (1970), l'amplificateur de sortie est remplacé par un générateur d'impulsion qui fournit une impulsion calibrée à chaque fois que la touche est sollicitée, cela quelle que soit l'importance ou la durée de cette sollicitation (fig. 18-29 *b*).

Le ULN 3000 de *Sprague* procède d'une conception identique (fig. 18-30). Alimenté sous 5 V, il est également compatible CTL/TTL; d'autre part, la sortie

à collecteur ouvert permet le montage en parallèle, en OU câblé, de plusieurs CI; on notera qu'une résistance de charge intégrée est cependant disponible.

Le transistor de sortie est normalement bloqué lorsque le champ magnétique

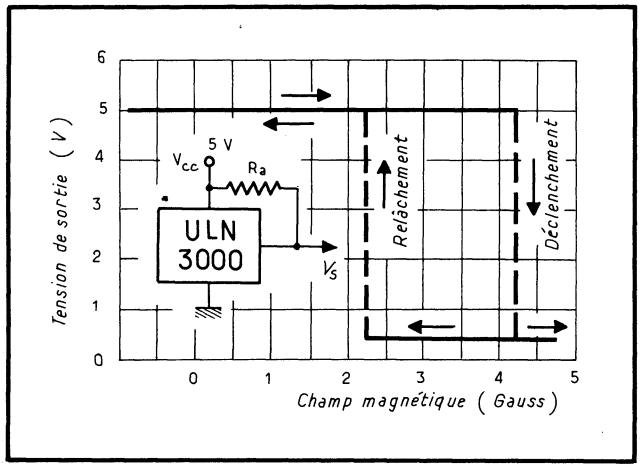


Fig. 18-31. — Hystérésis caractérisant le ULN 3000.

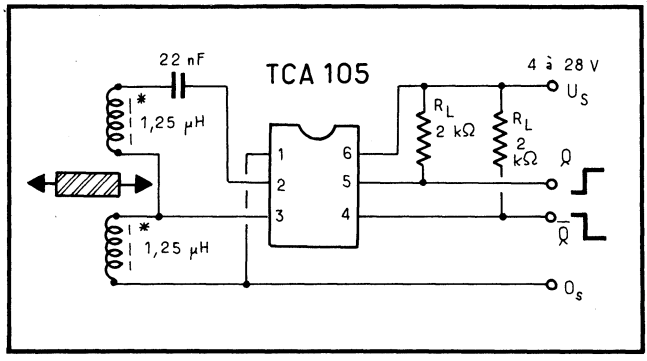


Fig. 18-32. — Détecteur de proximité inductif à circuit intégré.

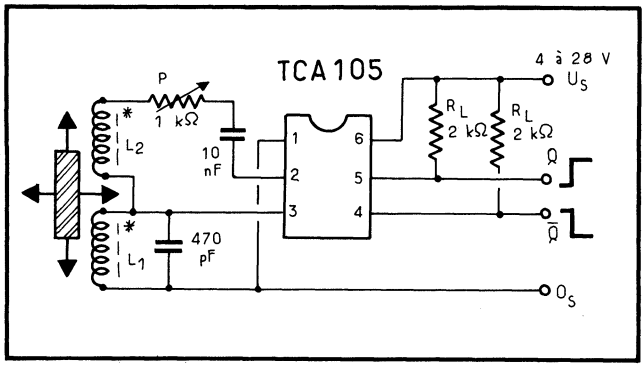


Fig. 18-33. — Détecteur d'approche frontale à circuit intégré.

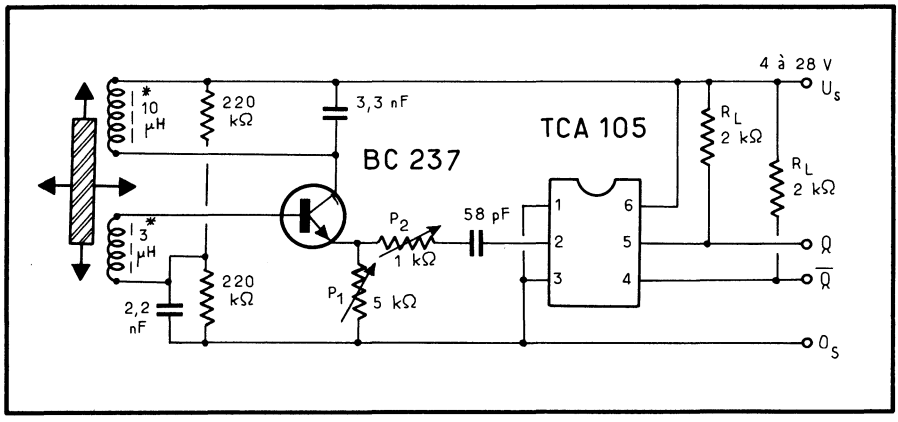


Fig. 18-34. — Détecteur de proximité inductif de haute sensibilité.

est inférieur à la valeur de seuil (410 gauss à 25 °C); quand le champ magnétique dépasse ce seuil, le transistor de sortie est débloqué et peut absorber 20 mA (0,4 V à ses bornes).

La commutation inverse s'effectue avec une hystérésis qui porte le point de déclenchement à 230 gauss (au relâchement donc), comme le montre la figure 18-31. La tension de sortie passe alors à $+V_{cc}$, soit 5 V et le courant de fuite est de 100 µA.

La consommation globale est de 6 mA à l'état bloqué, de 9 mA à l'état passant. Enfin, ce CI est présenté en boîtier type DIL, à 8 sorties seulement.

18.4. Détecteurs de proximité

De nombreux détecteurs de proximité ont été réalisés en versions intégrées. Ainsi, soit le TCA 105 de *Siemens*. C'est un commutateur de seuil comportant un étage d'entrée pouvant faire fonction d'oscillateur, une bascule de Schmitt et un régulateur de tension pour les principaux étages. Dans les trois montages proposés ici, les sorties sont définies par un état 0 à la sortie Q de l'oscillateur et un état 1 à la sortie Q correspondant à un état bloqué de l'oscillateur.

La figure 18-32 montre une solution du détecteur inductif à fente : le transistor d'entrée du TCA 105 et les bobines de 1,25 et 4,5 µH forment un oscillateur dont la fréquence typique se situe autour de 2 à 3 MHz. Cet étage décroche dès qu'une pièce de fer est introduite entre les deux bobines.

La figure 18-33 représente un détecteur d'approche frontal; là aussi, l'oscillateur comprend un circuit L_1 = 1,25 µH et C = 470 pF. Si l'on amortit suffisamment le circuit oscillant à l'aide d'une pièce métallique, l'oscillation est interrompue. Une résistance d'amortissement P 1 kΩ règle le point d'entrée en oscillation.

Les détecteurs d'approche de haute sensibilité nécessitent un étage amplificateur à transistor (fig. 18-34). Les potentiomètres d'ajustage pour l'hystérésis (P_1) et la distance (P_2) permettent la construction d'un détecteur très précis avec des distances de commutation de 3 à 10 mm et des hystérésis de 0,3 à 1 mm suivant

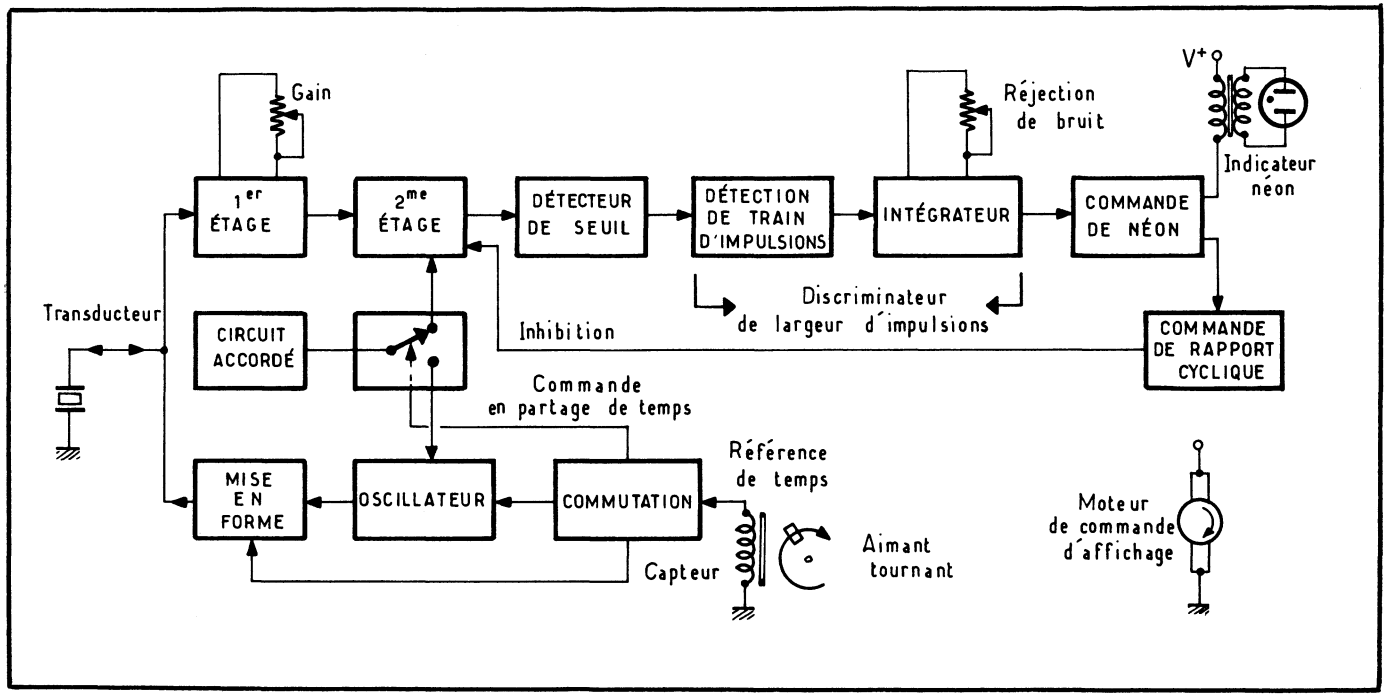


Fig. 18-35. — Sonar monolithique complet, en un circuit intégré.

l'approche choisie. Un amortissement par déplacement horizontal aussi bien que vertical est possible.

18.5. Sonar monolithique

C'est un sonar monolithique complet qui a été annoncé par *National Semiconductor;* économique, il émet 12 W à 200 kHz et se passe de tout réglage. Il s'applique à la navigation de plaisance, la pêche, et même la surveillance industrielle (à l'air libre).

Le synoptique de ce LM 1812 est donné figure 18-35. Il comporte un émetteur de puissance moyenne, un récepteur sélectif, un transducteur unique émission-réception et une commande de puissance pour l'excitation d'un néon. Le signal émis est 200 kHz; il dure 800 μs et fait 12 W; il est transmis par un traducteur céramique ultrasonique.

Les échos en provenance d'une réflexion sous-marine sont captés par le transducteur qui les dirige vers le récepteur. Si les échos reçus présentent une énergie suffisante, ils franchissent un détecteur de seuil puis sont dirigés sur un circuit spécial qui rejette les impulsions parasites. Pour un écho valable, un amplificateur de 10 W excite un néon visible même à la lumière du jour.

La référence de temps est fournie par un moteur à courant continu tournant à 1 430 tr/mn et entraînant un petit aimant situé à la périphérie d'une ailette; ce dernier crée une impulsion par tour, ce qui correspond (en temps), à une distance de 100 pieds, soit environ 33 m.

Étant passablement complexe, ce LM 1812 ne sera pas décrit plus en détail. Indiquons cependant qu'il se présente en un unique boîtier DIL de 18 broches!

CHAPITRE 19

CIRCUITS INDUSTRIELS

19.1. Temporisateurs intégrés

Le circuit intégré type « 555 » de *Signetics* est un temporisateur fonctionnant de la microsonde à une heure. Pour ce faire, il n'exige qu'un minimum de composants externes. De plus, il est capable de fournir, en sortie, un courant atteignant 200 mA.

Le diagramme fonctionnel du circuit 555 est donné à la figure 19-1. Au départ, le condensateur extérieur est maintenu déchargé grâce au transistor interne. Lors du déclenchement, le flip-flop est placé dans un état qui supprime le court-circuit aux bornes du condensateur et porte la tension de sortie vers V_{cc}. La tension aux bornes du condensateur croît exponentiellement avec la constante de temps $T = R_A C$. Un comparateur à haute impédance d'entrée est référencé à (2/3) V_{cc} grâce à trois résistances d'égale valeur. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint ce niveau, le flip-flop change d'état, le condensateur se décharge, et le niveau de sortie redescend vers 0.

Ce fonctionnement de base est celui en mode déclenché (monostable). Le niveau de déclenchement, situé à (1/3) V_{cc} est compatible avec les logiques usuelles. Le déclenchement s'effectue sur le front négatif. Une fois le circuit déclenché, il reste dans cet état jusqu'à la fin de son cycle, même s'il est redéclenché pendant cet intervalle.

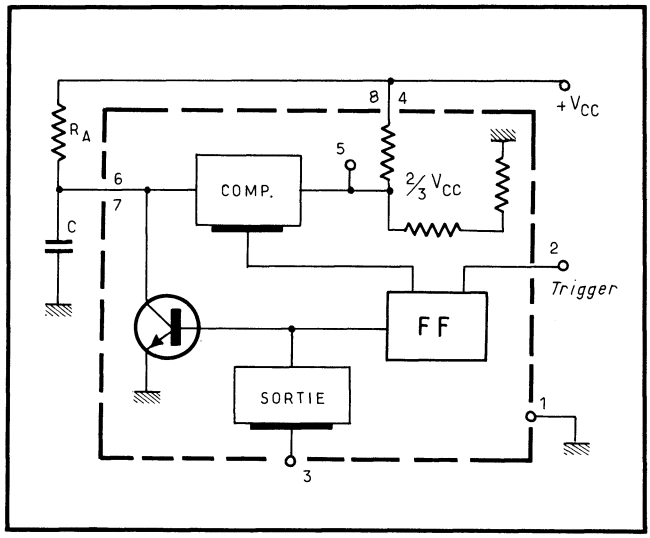


Fig. 19-1. — Diagramme fonctionnel du circuit 555.

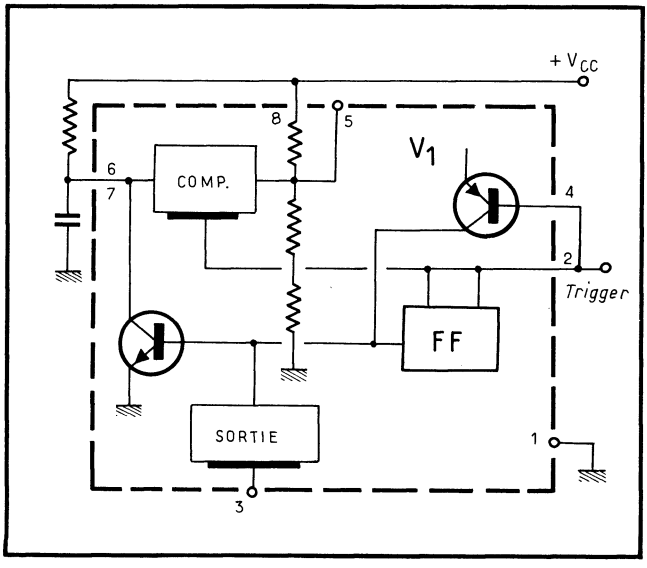


Fig. 19-2. — Si la sortie 4 est reliée à l'entrée de déclenchement, on obtient un circuit redéclenchable.

La constante de temps étant de $R_A \times C$, la tension en fin de cycle étant fixée à (2/3) V_{cc}, la durée, en mode monostable, est :

$$t = 1{,}1 \quad R_A \times C$$

Le taux de charge et le niveau du comparateur sont fonction de V_{cc} et les deux effets s'annulent, ce qui rend la durée indépendante de la tension d'alimentation.

En connectant la sortie 4 à l'entrée de déclenchement (fig. 19-2), on permet le redéclenchement du circuit, chaque fois qu'un signal de déclenchement est adressé. Cela est réalisé en faisant agir l'impulsion de déclenchement directement sur le transistor de décharge. Dans ce mode de fonctionnement, le circuit peut être

déclenché à n'importe quel moment de son cycle. Le déclenchement, dans ce cas, s'effectue sur le front montant à 0,7 V environ. La durée se calcule comme précédemment. Lorsque la sortie 4 n'est pas utilisée, il est recommandé de la connecter à V_{cc} pour éviter toute possibilité de faux déclenchement.

En permettant au circuit de se déclencher lui-même, on le convertit en oscillateur. Pour choisir un rapport cyclique, on utilise 2 résistances (fig. 19-3). Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint (2/3) V_{cc}, le flip-flop change d'état. Le condensateur se décharge à travers R_B. Quand la tension atteint (1/3) V_{cc}, le cycle recommence.

Le temps de charge (sortie haute) est donné par :

$$T_1 = 0{,}693\ (R_A + R_B)\ C$$

Le temps de décharge est donné par :

$$T_2 = 0{,}693\ (R_B)\ C$$

La période d'oscillation est :

$$T = 0{,}693\ (R_A + 2R_B)\ C$$

La fréquence est :

$$F = \frac{1{,}4}{(R_A + 2\,R_B)\,C}$$

Le rapport cyclique est donné par :

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2\,R_B}$$

Le rapport maximum est voisin de 50 % lorsque $R_A \leqslant R_B$; le rapport minimum peut atteindre 0,01 %.

La sortie 5 offre la possibilité d'agir sur la durée (ou la fréquence) par une tension extérieure. Cette sortie est connectée au diviseur de tension du comparateur. Lorsque la tension externe est (2/3) V_{cc}, son influence sur la durée est nulle. Si cette tension s'élève vers V_{cc}, la durée augmente (la fréquence décroît). Si elle descend vers 0, on obtient l'effet inverse. La plage de contrôle est située entre 10 % et 95 % de la tension d'alimentation.

Étant donné la nature exponentielle du courant de charge, l'effet de la tension de commande sur la durée n'est pas linéaire.

La sortie 3 peut être connectée à une charge reliée soit à la masse, soit à V_{cc}. Le courant de sortie peut atteindre 200 mA dans les deux cas. Une charge reliée à la masse est active pendant le temps de cycle (off). Une charge reliée à V_{cc} l'est hors de ce temps (on).

Pour des courants de 10 mA, l'étage de sortie est à saturation très proche de 0, donc compatible avec les logiques TTL, DTL et RTL. Une résistance extérieure connectée entre la sortie et V_{cc} placera cette sortie au niveau V_{cc}. Sans cette résistance, le niveau de sortie resterait à environ 1,5 V au-dessous de V_{cc}.

Temporisateur pour photographie

La figure 19-4 montre un circuit déclenché manuellement. Le temps peut être réglé entre 1 et 60 secondes à l'aide d'un potentiomètre (ou d'un rotacteur utilisant

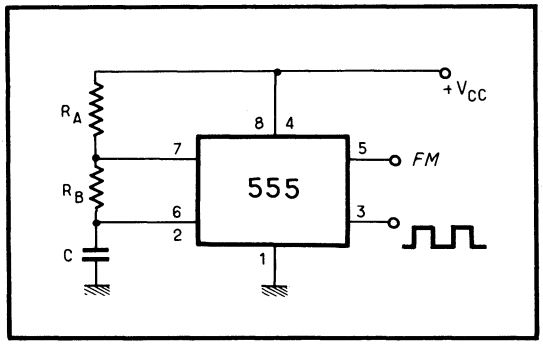


Fig. 19-3. — Montage du 555 en oscillateur.

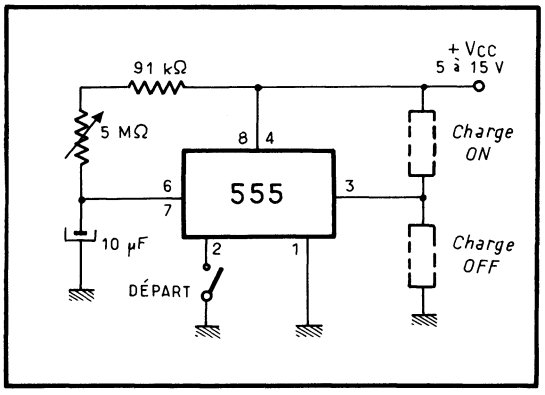


Fig. 19-4. — Temporisateur avec déclenchement manuel, pour retard de 1 à 60 secondes.

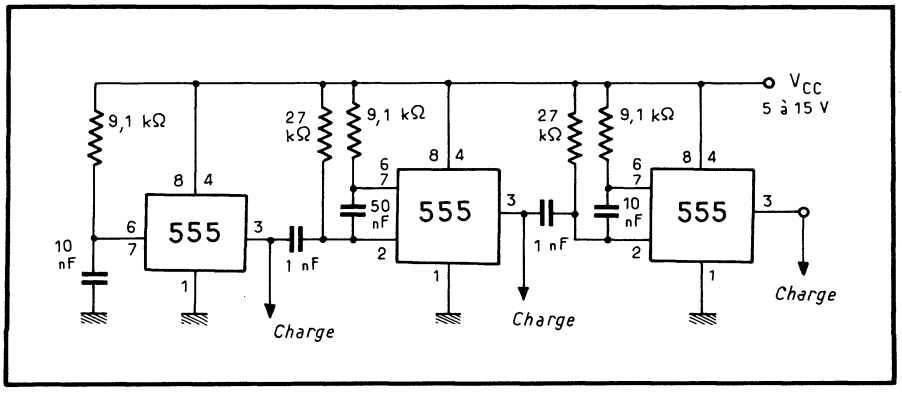


Fig. 19-5. — Montage de trois circuits en cascade, pour commandes séquentielles à temporisations différentes.

des résistances fixes). Deux charges, l'une normalement « on », l'autre normalement « off », peuvent être connectées simultanément en sortie. Dans cette application, on peut utiliser un relais, une lampe ou un thyristor.

Séquenceur

La figure 19-5 montre un certain nombre de circuits connectés en cascade.

Le premier a une temporisation de 10 ms. A la fin de son cycle, il déclenche le second (ajusté pour 50 ms) et ainsi de suite. Les résistances peuvent être programmées digitalement et chaque circuit peut facilement en déclencher plusieurs autres à la fois.

Générateur d'impulsions

La figure 19-6 montre un circuit en mode « libre », générant des impulsions à la fréquence de 1 kHz d'une durée de 100 µs. L'amplitude du signal de sortie est V_{cc}.

19.2. Un CI régulateur de vitesse pour moteur à courant continu à aimant permanent

Le circuit monolithique ESM 227 est une production originale de la *Sescosem*. Il est destiné à la régulation de vitesse des moteurs à courant continu et à aimant

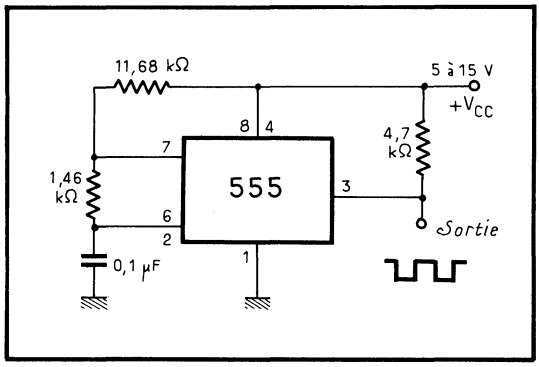


Fig. 19-6. — Générateur d'impulsions à 1 kHz en mode libre.

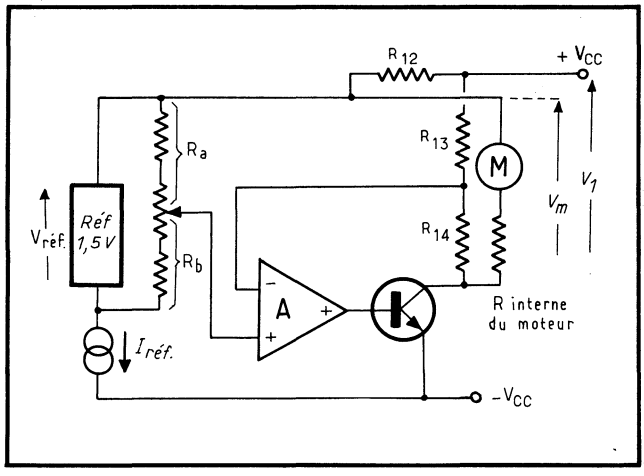


Fig. 19-7. — Principe du circuit intégré ESM 277, appliqué à la régulation de vitesse d'un moteur à courant continu à aimant permanent.

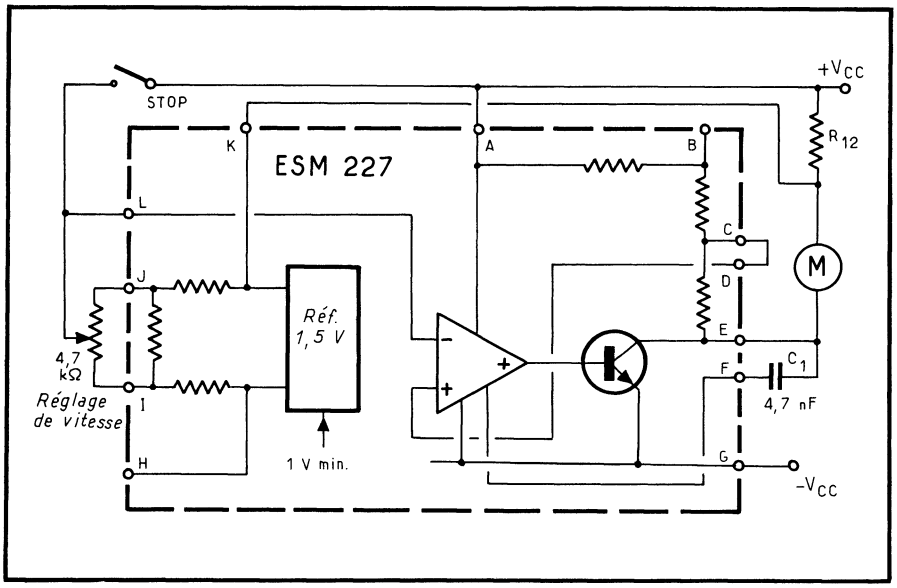


Fig. 19-8. — Le ESM 227 utilisé pour réguler la vitesse d'un moteur à FCEM comprise entre 1,2 et 3 V.

permanent, du type magnétophone et électrophone. Ce circuit ESM 227 fonctionne dans la gamme de tension d'alimentation de 3 à 18 V. La vitesse est stabilisée pour des couples moteurs correspondant à un courant absorbé compris entre 10 et 300 mA.

Le principe du ESM 227 est dessiné figure 19-7. Pour maintenir constante la vitesse du moteur, il faut maintenir sa force contre-électromotrice E constante, donc augmenter la tension V_M aux bornes du moteur proportionnellement au courant I_M consommé. Autrement dit, il faut que le circuit présente une résistance négative égale à la résistance interne R du moteur (mais variant en sens inverse).

A partir de là peuvent se concevoir de multiples applications.

Régulation de vitesse d'un moteur de magnétophone ou d'électrophone

• *La FCEM du moteur est comprise en 1,2 et 3 V.* — Si R_{12} = R interne du moteur/5, et si l'on impose une régulation de ligne $\Delta n/n$ pour V_{cc} de 5 V à 18 V et I_M = 40 mA de $\pm$0,4 % et une régulation de charge $\Delta n/n$ pour V_{cc} de 10 V et I_M de 40 à 100 mA de -2 % on aboutit au schéma de la figure 19-8.

Les performances de régulation de charge sont volontairement dégradées. Une régulation de charge supérieure est possible en ajustant R_{12}.

• *La FCEM du moteur est comprise entre 2,4 et 6 V.* — Si l'on a R_{12} = R interne du moteur/7, on aboutit au schéma de la figure 19-9.

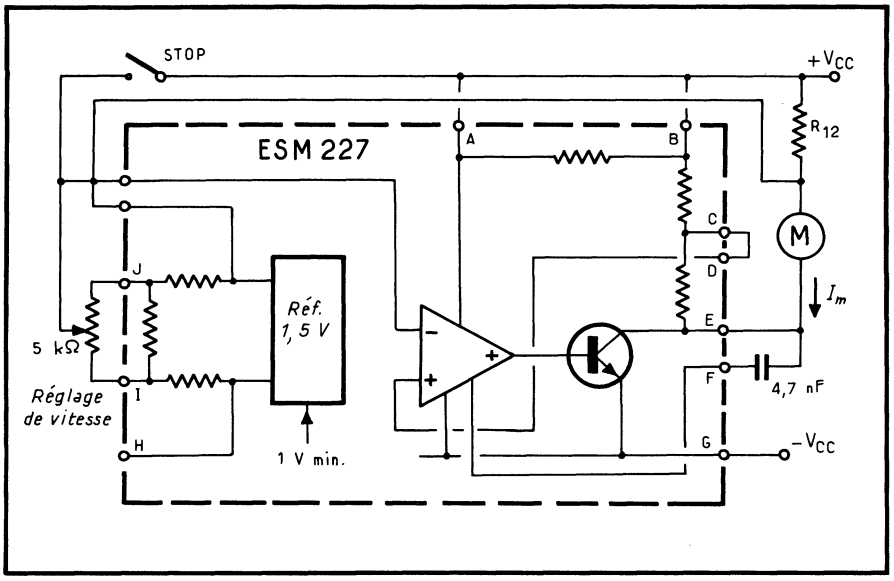


Fig. 19-9. — Autre application du ESM 227 à la régulation de vitesse d'un moteur, mais cette fois à FCEM de 2,4 à 6 V.

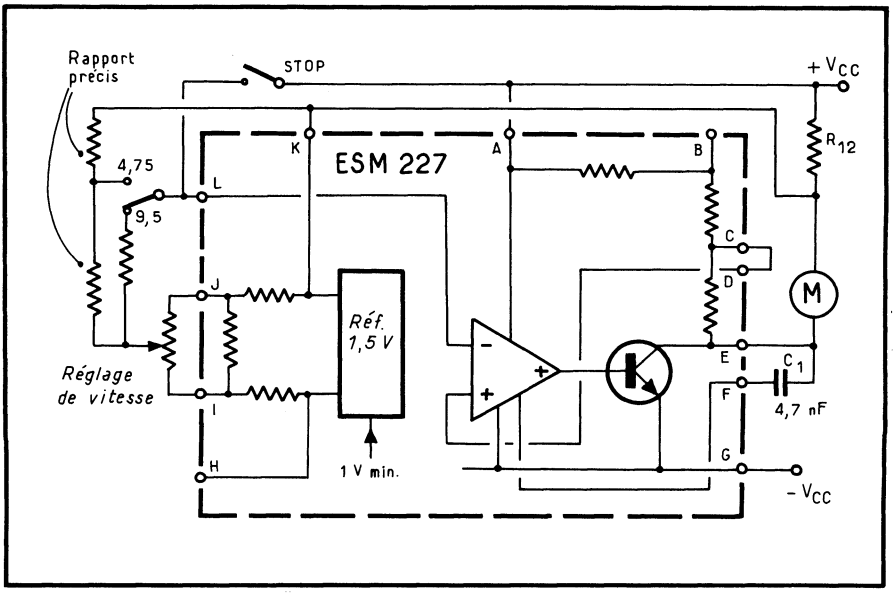


Fig. 19-10. — Commande électrique de vitesse d'un magnétophone : les deux vitesses prévues ici sont 4,75 et 9,5 cm/s.

Régulation de vitesse et commutation électrique de vitesse nominale

Les très bonnes caractéristiques de régulation du circuit permettent la commande électrique des vitesses 4,75 cm/s à 9,5 cm/s pour les magnétophones, et de 45,33 tours par minute pour les électrophones.

C'est ce dont témoignent les deux schémas suivants : la figure 19-10 pour les applications aux moteurs de magnétophones, la figure 19-11 pour ceux d'électrophones.

Commande progressive de vitesse

Le montage de la figure 19-12 peut trouver des applications dans les jouets, et notamment dans les locomotives de trains électriques miniatures.

19.3. Applications industrielles diverses

19.3.1. AMPLIFICATEUR POUR THERMOCOUPLE

Associé à un thermocouple au chrome-alumel, fournissant 41 μV/°C, le μA 702 A permet de mesurer des températures jusqu'à 1 000 °C environ à l'aide d'un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale (fig. 19-13).

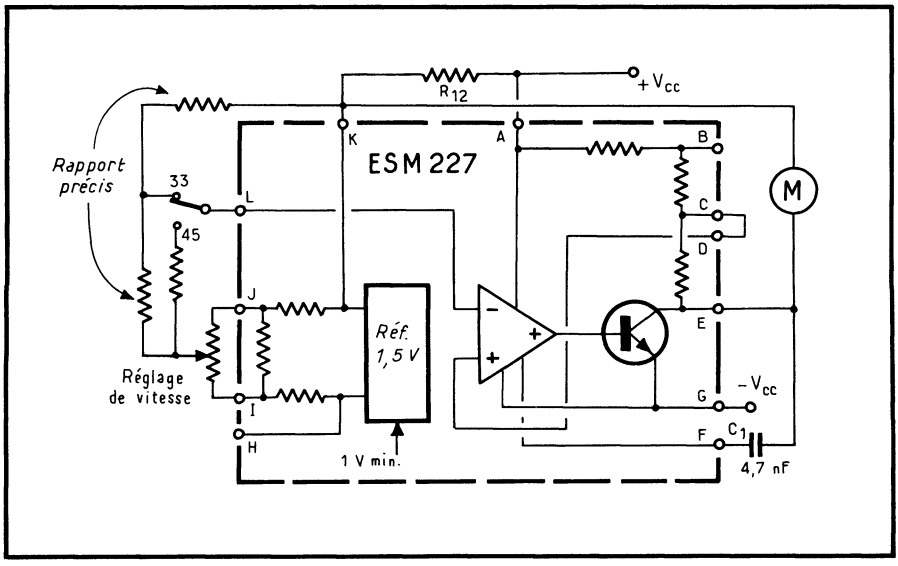


Fig. 19-11. — Commutation de vitesse pour tourne-disques : 33 et 45 tours par minute.

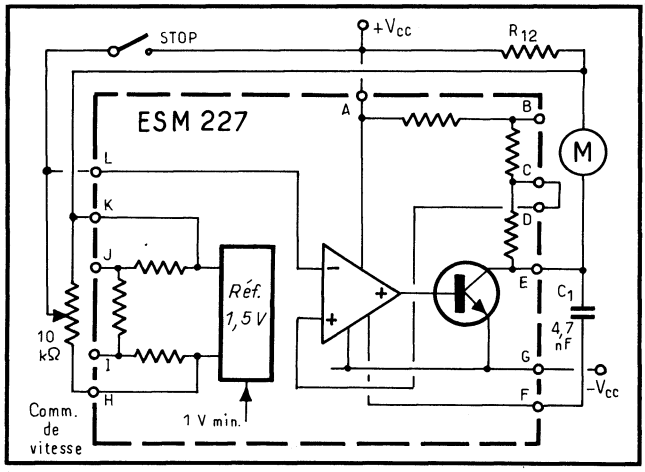


Fig. 19-12. — Réalisation d'une commande progressive de vitesse applicable notamment aux jouets (trains miniatures)...

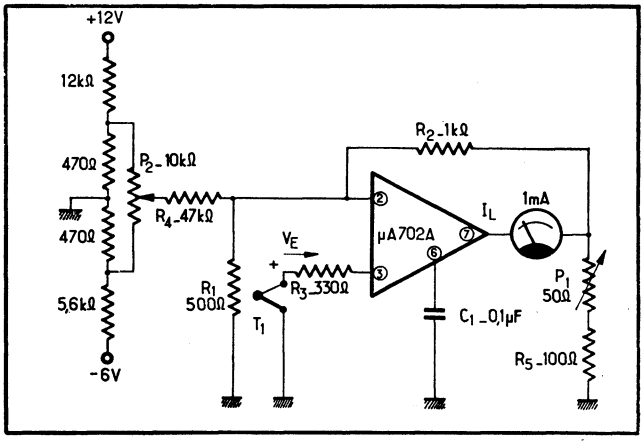


Fig. 19-13. — Schéma d'un amplificateur pour thermocouple.

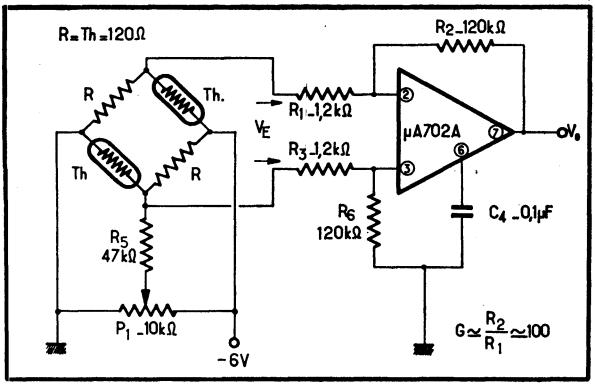


Fig. 19-14. — Un pont comportant deux thermistances attaque, ici, un amplificateur type μA 702 A chargé de détecter son équilibre.

Un montage sans inversion a été réalisé, avec une contre-réaction mixte, en courant et en tension. La pente globale, c'est-à-dire la transconductance, courant de sortie I_L sur tension d'entrée V_E, est donnée par :

$$\frac{I_L}{V_E} \text{ (en mA/mV)} \approx \frac{1}{P_1 + R_5} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Le potentiomètre P_1 a été réglé sur environ 20 Ω. Cependant, aucune correction de soudure froide n'a été prévue, non plus, d'ailleurs, qu'aucune compensation de la dérive. Celle-ci est d'environ 0,1 °C (à la lecture) par degré Celsius, la dérive à l'entrée étant de l'ordre de 5 μV/°C.

La mise au point du circuit se réduit à régler P_2, le thermocouple étant à 0 °C et le μA 702 A à la température ambiante, pour lire zéro à la sortie. Le potentiomètre P_1 sert, quant à lui, à étalonner l'autre extrémité de l'échelle (≈ 1 000 °C).

On remarquera que R_4 et P_2 permettent de compenser la tension de décalage à l'entrée, tandis que R_3 minimise celle-ci et contribue à la stabilité de l'ensemble.

19.3.2. AMPLIFICATEUR POUR PONT DE RÉSISTANCES OU A THERMISTANCES

Avec l'une de ses diagonales connectée entre la ligne négative à −6 V et la masse, le pont, équilibré, fournit une tension d'environ −3 V appliquée aux bornes d'entrées différentielles d'un μA 702 A (fig. 19-14).

Le gain, lorsque $R_2 = R_6$ et $R_1 = R_3$, est donné de façon classique par $G = R_2/R_1$. Les résistances du pont, pour des résultats optimals, doivent être sensiblement égales, avec $R \approx$ Th; d'autre part, puisque à ce moment la résistance apparente du pont, donc la résistance de source est de R/2, il faut faire $R_1 \gg R/2$.

19.3.3. AMPLIFICATEUR POUR CAPTEUR PIÉZO-ÉLECTRIQUE

Une grande impédance d'entrée est recherchée lorsque c'est un capteur piézo-électrique qui attaque l'amplificateur. C'est pourquoi l'on utilise la configuration directe (fig. 19-15), avec contre-réaction et réaction à l'aide d'un montage genre « bootstrap ». Le gain en alternatif est de :

$$G \text{ (alt.)} = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

Pour assurer une bonne stabilité thermique et un minimum de tension de décalage, R_3 a été choisie telle que $R_3 \approx R_2 - Rs$, l'impédance de source tendant vers l'infini.

Le gain en tension, avec les valeurs du schéma, est donc de 3 environ et l'impédance d'entrée est supérieure à 5 MΩ. La bande passante s'étend de 1 Hz, à −3 dB, jusqu'à une fréquence qui ne dépend que du réseau C_4-R_4 de compensation.

19.3.4. AMPLIFICATEUR DE SERVOCOMMANDE A CELLULES SOLAIRES

Le montage de la figure 19-16 a été réalisé pour un ensemble de servocommande. La lumière incidente frappe deux cellules photosensibles, et la polarité du signal résultant dépend des éclairements relatifs.

Le point de fonctionnement au repos du circuit intégré est situé à environ —3 V, et la sensibilité du montage est de l'ordre de 50 mV/μA. Le condensateur C_4 fournit la compensation en fréquence, comme à l'accoutumée.

19.3.5. AMPLIFICATEUR POUR PHOTODIODE

Lorsque la photodiode P est à l'obscurité (fig. 19-17), l'entrée avec inversion du μA 702 A retourne au *plus* de l'alimentation, via R_1. De ce fait, la tension de

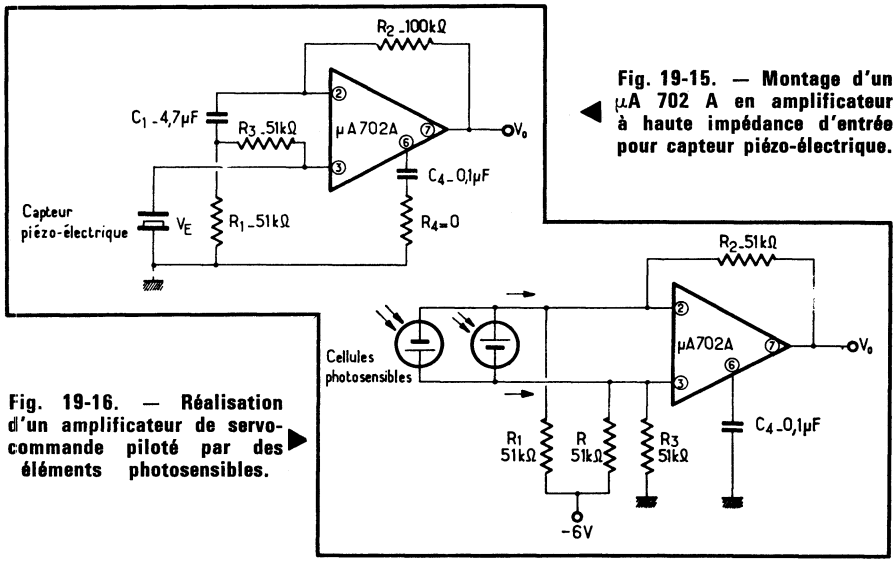


Fig. 19-15. — Montage d'un μA 702 A en amplificateur à haute impédance d'entrée pour capteur piézo-électrique.

Fig. 19-16. — Réalisation d'un amplificateur de servocommande piloté par des éléments photosensibles.

sortie est négative, et limitée à moins de —1 V par la diode D_1, connectée entre la borne (6) de post-compensation et la masse.

Quand la photodiode est exposée à l'éclairement, son courant croît et, dès qu'il atteint 4 μA, la tension en (2) devient négative par rapport à (3). La tension de sortie augmente alors et la tension de réaction (positive), appliquée à la base de TR_2, grâce au réseau R_4, R_5 et R_6, conduit l'amplificateur à saturation (+10 V à la sortie).

Les transistors TR_1 et TR_2, appariés, sont à bas bruit et gain élevé pour de faibles courants. Leur montage en collecteur commun accroît la résistance d'entrée du montage.

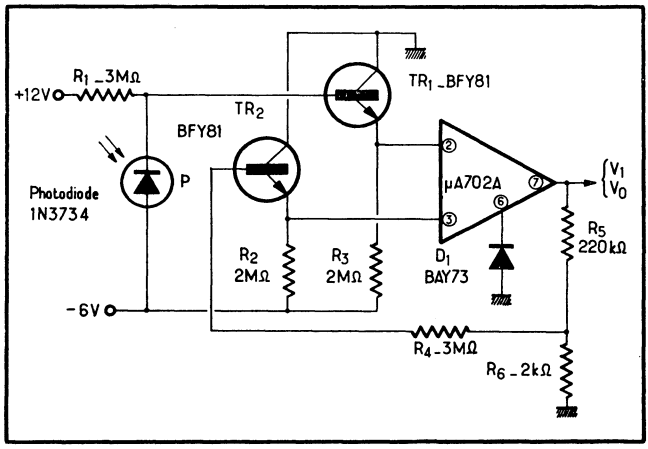


Fig. 19-17. — Schéma d'un amplificateur pour photodiode.

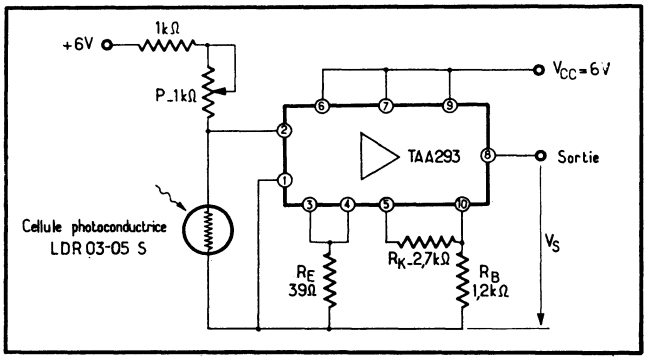


Fig. 19-18. — Réalisation d'une bascule de Schmitt commandée par une cellule photoconductrice.

Une hystérésis se manifeste cependant, dont la valeur, en tension, est :

$$V_h = \frac{R_6}{R_5 + R_6}(V_1 - V_0)$$

expression dans laquelle V_1 correspond à la tension de sortie *haute*, et V_0, à la tension de sortie *basse*. C'est-à-dire que l'on obtient, avec les valeurs indiquées :

$$V_h = \frac{2}{2 + 220}[10 - (-1)] \approx 0{,}1 \text{ V}$$

ce qui correspond à un courant diode d'hystérésis I_{dh} :

$$I_{dh} = \frac{V_h}{R_1} \approx \frac{0{,}1}{3 \cdot 10^6} \approx 0{,}03\ \mu\text{A}$$

19.3.6. BASCULE DE SCHMITT COMMANDÉE PAR UNE CELLULE PHOTOCONDUCTRICE

Une cellule photoconductrice au sulfure de cadmium, par exemple, du type LDR 0305 S, attaque un TAA 293, monté en bascule de Schmitt (fig. 19-18).

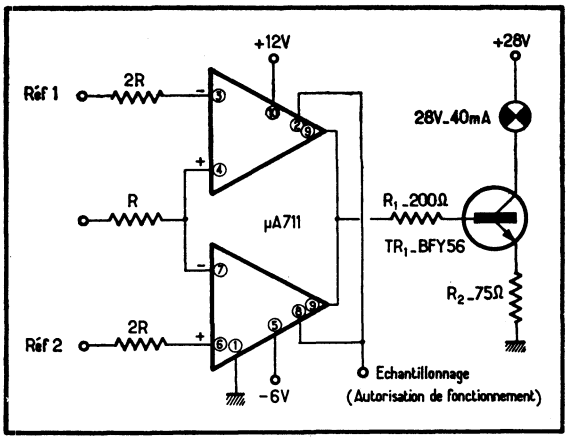


Fig. 19-19. — Le détecteur hors limites. Il s'applique idéalement à un ensemble automatique de tests, type « go-no go ».

A éclairement croissant, la résistance interne de la cellule diminue jusqu'à provoquer un changement du niveau de sortie du TAA 293. Le potentiomètre P permet d'ajuster le seuil de déclenchement.

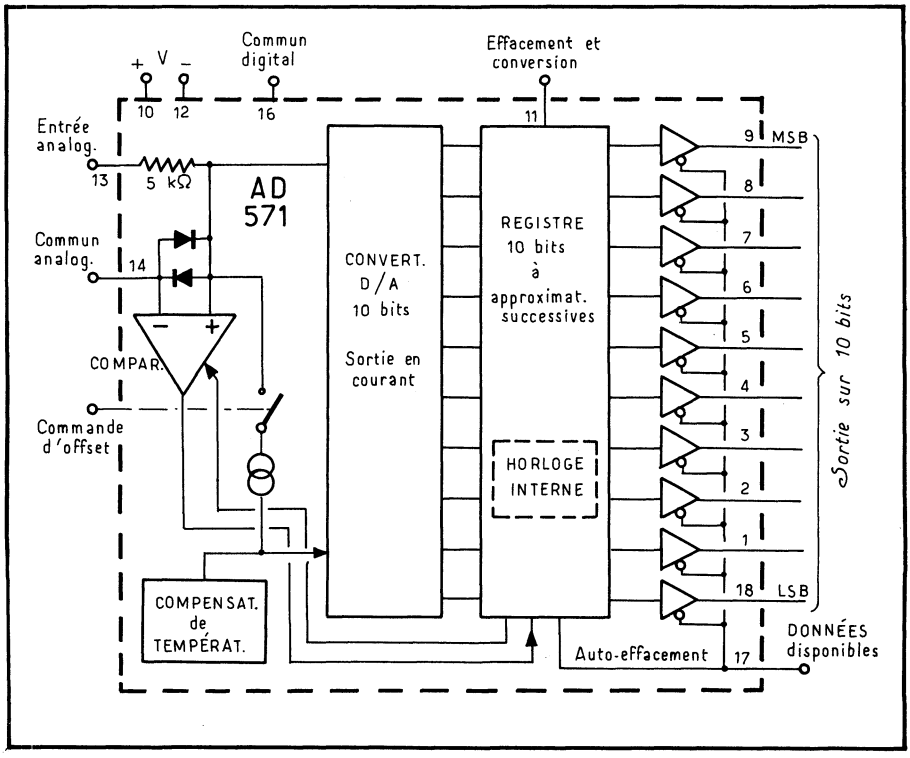


Fig. 19-20 . — Synoptique du convertisseur A/D sur 10 bits type AD 571.

19.3.7. DÉTECTEURS HORS-LIMITES

Un comparateur hors limites est représenté figure 19-19. Si la tension d'entrée E_e se trouve comprise entre les deux tensions de référence *haute* et *basse*, la tension de sortie en (9) est négative. En conséquence, le transistor TR_1 est bloqué et le voyant éteint.

En revanche, il suffit que la tension d'entrée soit extérieure aux tensions de référence pour que la tension de sortie du μA 711 débloque TR_1 et que le voyant s'allume.

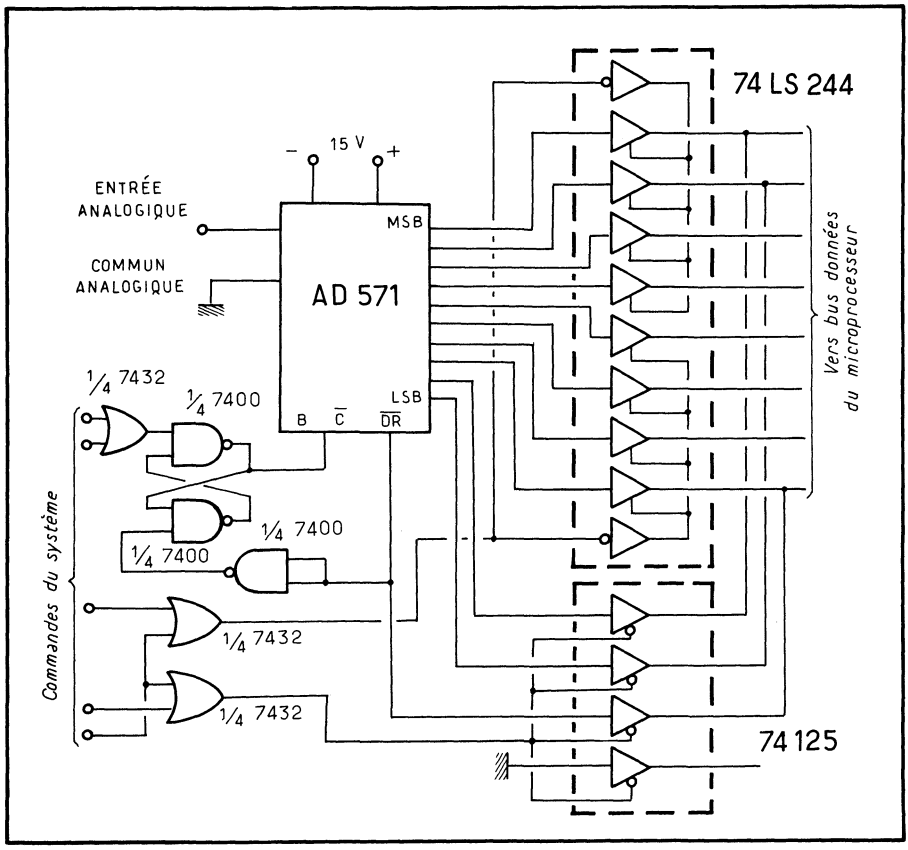


Fig. 19-21. — Connexion de l'AD 571 à un bus de données d'un système à microprocesseur 8 bits genre 8085.

Une commande éventuelle d'inhibition peut être appliquée, grâce à la sortie d'échantillonnage; de plus, jusqu'à huit μA 711, peuvent être connectés en parallèle, en montage OU câblé, et piloter un seul et unique voyant.

Pour accroître la stabilité, les résistances de source doivent être aussi réduites que possible. Un tel montage — dont on remarquera la simplicité — s'applique remarquablement aux contrôles de fin de chaînes du type « go-no go ».

19.4. Conversions A/D et D/A

La conversion analogique-digitale (A/D) et digitale-analogique (D/A) constitue un important chapitre des circuits intégrés, qui ne peut être développé ici en raison de sa complexité. Son importance a cru, en effet, avec l'avènement des microprocesseurs et vers 1977-1978 sont nés des systèmes complets monolithiques, prenant la relève des structures hybrides antérieures.

Pour illustrer ce thème, on va présenter le convertisseur A/D sur 10 bits réalisé par *Analog Devices* en technologie I^2L sous la référence AD 571. Son synoptique est donné figure 19-20. Son temps de conversion est de 25 μs; son alimentation peut être de $+5$ ou $+15$ V et -15 V et de ce fait, il accepte des tensions analogiques d'entrée de 0 à $+10$ V ou de -5 à $+5$ V. La conversion est exécutée selon le principe des approximations successives : des tensions successives sont comparées à la tension d'entrée jusqu'à l'égalité.

Puisque de tels convertisseurs seront souvent appelés à travailler conjointement avec un microprocesseur, la figure 19-21 montre comment l'AD 571 attaque un bus 8 bits, type 8085. Pour 10 bits, il faudra multiplexer la lecture. On ne donnera pas ici le détail du logiciel de commande.

TABLE DES MATIÈRES

Préface 5

CHAPITRE PREMIER

Panorama de la microélectronique 7

1.1. INTRODUCTION 7

1.2. LE TABLEAU ACTUEL DE LA MICROÉLECTRONIQUE 8

1.2.1. Du transistor au circuit intégré 8
1.2.2. Ce qu'on entend par microélectronique 9
1.2.3. L'intérêt des circuits intégrés 11
1.2.4. Circuits numériques et circuits analogiques (linéaires) 11
1.2.5. Classement des circuits linéaires 12
1.2.6. Les technologies bipolaires et unipolaires 13

1.3. PERSPECTIVES 15

CHAPITRE 2

Technologie bipolaire fondamentale 17

2.1. Le circuit intégré élémentaire monolithique 17
2.1.1. Élaboration d'un circuit intégré 17
2.1.2. L'épitaxie 20
2.1.3. Oxydation 20
2.1.4. Dopage 21
2.1.5. Photogravure 21
2.1.6. Les masques 22
2.1.7. La conception assistée 23
2.1.8. Les caissons d'isolement 23

2.2. Processus de fabrication des circuits intégrés 26
2.2.1. Réalisation des circuits monolithiques 26
2.2.2. Structures planar épitaxiale optimisée 27
2.2.3. La passivation 28
2.2.4. Montages des circuits- Boîtiers 28

2.3. Réalisations des composants en bipolaire 30
2.3.1. Transistors NPN 30
2.3.2. Transistors PNP 32

2.4. Résistances 37
2.4.1. Mesure des résistances diffusées 37
2.4.2. Réalisation des résistances diffusées 39
2.4.3. Résistances à film mince 43

2.5. Diodes 45
2.6. Condensateurs 45
2.7. Inductances 45
2.8. Topologie d'un circuit intégré bipolaire 45
2.9. Autres méthodes de fabrication 46

CHAPITRE 3

Les éléments unipolaires : JFET et MOS 47

3.1. Le classement des transistors a effet de champ JFET et MOS . . . 47
3.2. Les divers types de MOS 48
3.3. Quelques caractéristiques 51
3.3.1. La tension de seuil 51
3.3.2. Le MOS en résistance de charge 51

3.4. Fabrication des MOS 55
3.5. Les MOS complémentaires 55
3.6. Schémas particuliers aux MOS 57
3.6.1. Polarisation 57
3.6.2. Couplage des MOS 58
3.6.3. Mise en série 59
3.6.4. MOS suivi d'un émetteur-suiveur 59
3.6.5. Cas des C/MOS 59
3.7. Les VMOS 60
3.8. BIFET et BIMOS 60
3.9. Emploi de l'AsGa 62

CHAPITRE 4

Autres technologies : I2L, CDI et CCD — L'isolement des composants

4.1. Les circuits a injection (I^2L) 63
4.2. La technologie CDI 65
4.3. Les dispositifs a transfert de charges 66
4.3.1. Les CCD 66
4.3.2. Les BBD 68
4.3.3. Applications 70
4.3.4. Les circuits à injection de charges 72
4.4. Méthodes améliorées d'isolement inter-composants 73
4.4.1 Le semi-isolement diélectrique 74
4.4.2 L'isolement diélectrique 75

CHAPITRE 5

L'évolution des schémas avec l'intégration **77**
5.1. Des solutions nouvelles en matière de circuits 77
5.2. Les circuits fondamentaux 79
5.2.1. Circuits de polarisation 79
5.2.2. Source de courant constant 81
5.2.3. Le décalage des potentiels 82
5.2.4. Le miroir du courant 83

5.3. Introduction aux montages différentiels 84
5.3.1. Définition 84
5.3.2. Mode différentiel, mode commun 84
5.3.3. La tension de sortie 84
5.3.4. Entrées avec et sans inversion 85
5.3.5. Réaction et contre-réaction. — Boucles ouverte et fermée . . . 85
5.3.6. Avantages des montages différentiels 86
5.4. Caractéristiques fondamentales des montages différentiels . . . 86
5.4.1. Caractéristique de transfert 86
5.4.2. La contre-réaction d'émetteur 88
5.4.3. Inversion de l'un des signaux. Sommation 89
5.4.4. Tensions et courants de décalage (d'offset) 90
5.4.5. Influence de la température 91
5.4.6. Le courant d'entrée (de polarisation) 92
5.4.7. Le slew-rate 93
5.5. Un amplificateur différentiel type : le 702 93
5.5.1. Analyse du schéma 93
5.5.2. Performances 95
5.6. Les étages d'entrée 99

CHAPITRE 6

L'amplificateur opérationnel **100**
6.1. Introduction à l'amplificateur opérationnel 100
6.1.1. Notions fondamentales 100
6.1.2. Erreur due au gain non infini 101
6.1.3. Gain de boucle et coefficient d'atténuation de contre-réaction . . 103
6.1.4. Calcul du taux d'erreur 103
6.2. Les impédances caractéristiques 104
6.2.1. Impédance d'entrée de mode commun 104
6.2.2. Impédance d'entrée différentielle 105
6.2.3. Impédance d'entrée vue par la source 105
6.2.4. Impédance de sortie vue par la charge 106
6.3. Le rapport de réjection de mode commun 106
6.3.1. Importance du RRMC. Exemple 108
6.4. Gain de mode commun. Gain différentiel 108
6.5. Réponse en fréquence 109
6.5.1. Le slew-rate 111
6.6. Causes diverses d'erreur 111

6.6.1. Erreur due au déséquilibre des impédances de source 111
6.6.2. Tensions et courant de décalage. Dérives 112
6.6.3. Bruit 112
6.6.4. Réjection de la tension d'alimentation 113

6.7. Quelques applications typiques des amplificateurs opérationnels 113

6.7.1. Circuit inverseur à gain unité 113
6.7.2. Amplificateur inverseur 114
6.7.3. Montage suiveur (transformateur d'impédance) 115
6.7.4. Amplificateur non inverseur 115
6.7.5. Additionneur inverseur 117
6.7.6. Soustracteur 117
6.7.7. Intégrateur 117
6.7.8. Différentiateur 118

6.8. Compensation en fréquence 118

6.8.1. Nécessité d'assurer la stabilité 118
6.8.2. Principe de la compensation en fréquence 120
6.8.3. Application au 702 125
6.8.4. Cas des autres circuits 127

6.9. L'amplificateur Norton 128

CHAPITRE 7

Analyse de quelques schémas d'amplificateurs opérationnels . . . 130

7.1. L'amplificateur opérationnel μ A 709 130

7.1.1. Description 130
7.1.2. Compensation en fréquence 136
7.1.3. Le phénomène de verrouillage (« latch up ») 141

7.2. L'amplificateur opérationnel LM 101 141

7.2.1. Présentation 141
7.2.2. Analyse du schéma 141
7.2.3. Performances 143

7.3. L'amplificateur 741 145

7.4. L'amplificateur a pente définie CA 3060 147

7.5. L'amplificateur a chopper HA 2900 150

7.6. L'amplificateur a fort débit TAA 861 152

7.7. Le CA 3130 bipolaire, MOS et CMOS 154

7.8. Le LF 156 et les BIFET 156

CHAPITRE 8

Quelques règles d'utilisation des circuits intégrés linéaires 160

8.1. Saturation a l'entrée avec inversion 160
8.2. Limitation de la tension d'entrée 163
8.3. Protection contre une inversion accidentelle des tensions d'alimentation 163
8.4. Protection contre les surcharges et les courts-circuits 165
8.5. Attaque des circuits de logique 165
8.6. Exemple montrant l'importance des découplages 166
8.7. Compensation de la tension de décalage a l'entrée 168
8.8. Compensation des déséquilibres dûs au courant de polarisation . . 168
8.9. Utilisation de radiateurs 171

CHAPITRE 9

Mesures sur les circuits intégrés linéaires 173

9.1. Mesure des gains 173
9.1.1. Rappel des définitions 173
9.1.2. Gain différentiel en asymétrique, en boucle ouverte 174
9.1.3. Gain en mode commun 175
9.1.4. Gain avec sorties symétriques 175
9.1.5. Gain en fonction de la fréquence. Bande passantes à — 3 dB . . . 177

9.2. Les impédences d'entrée et de sortie 177
9.2.1. Impédance d'entrée différentielle 178
9.2.2. Impédance d'entrée à entrée unique 180
9.2.3. Impédance d'entrée de mode commun 180
9.2.4. Impédance de sortie (asymétrique) 182
9.2.5. Impédance de sortie différentielle 184
9.2.6. Mesures au pont 185

9.3. Rapport de réjection de mode commun 186
9.3.1. Définitions fondamentales 186
9.3.2. Principe de la mesure 187
9.3.3. Variation du RRMC en fonction de la fréquence 189
9.3.4. Influence des impédances de source 189
9.3.5. Tension maximale d'entrée de mode commun et RRMC 189

9.4. Courant et tensions de décalage. Dérives en fonction de la température. Courant de polarisation 191

9.4.1. Définitions fondamentales 191
9.4.2. Mesure des courants de polarisation et de décalage 193
9.4.3. Tensions de décalage 195
9.4.4. Dérives en température 197

9.5. RELEVÉ DE LA FONCTION DE TRANSFERT 197
9.5.1. Principe 197
9.5.2. Schémas pratiques 199
9.5.3. Réalisation d'un montage simple à oscilloscope 199

9.6. LE BRUIT 202
9.6.1. Le rapport signal sur bruit et le facteur de bruit 202
9.6.2. Origine du bruit 204
9.6.3. Le bruit thermique 204
9.6.4. Le bruit de pop-corn 205
9.6.5. Mesure du bruit ramené à l'entrée 206
9.6.6. Calcul du facteur de bruit 206
9.6.7. Relevé des courbes de bruit 207
9.6.8. Méthodes pratiques pour relever les courbes 211

CHAPITRE 10

Application des amplificateurs opérationnels 213

10.1. AMPLIFICATEURS INVERSEURS 213
10.2. AMPLIFICATEURS NON INVERSEURS 215
10.3. AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL 215
10.4. AMPLIFICATEUR À COURANT ALTERNATIF ET HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE 217
10.5. AMPLIFICATEUR À BAS BRUIT ET HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE 217
10.6. MONTAGES SUIVEURS DE TENSION 217
10.7. MONTAGES AVEC COMPENSATION EN FRÉQUENCE 217
10.8. FILTRE PASSE-BAS 219
10.9. FILTRE PASSE-BANDE 219
10.10. DIFFÉRENTIATEURS 221
10.11. INTÉGRATEURS 221
10.12. AMPLIFICATEUR À COURANT CONTINU À FAIBLE COURANT D'ENTRÉE . . . 222
10.13 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR 709 223
10.14 AMPLIFICATEUR À HAUTE IMPÉDANCE OU INTÉGRATEUR A HA 2900 . . . 225
10.15. OSCILLATEUR SINUSOÏDAL À FRÉQUENCE PROGRAMMABLE 226
10.16. GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX RECTANGULAIRES 229

10.17. UN CLIGNOTANT SIMPLE 229
10.18. CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE À 10 % DE LINÉARITÉ 229
10.19. FILTRES ACTIFS À T PORTÉ EN BF 231
10.20. APPLICATIONS À FORT COURANT (70 ET 100 MA) 233
10.20.1. Trigger de Schmitt 233
10.20.2. Temporisateur 235
10.20.3. Amplificateur photosensible 235
10.20.4. Régulation de température (pour machines à laver) 235
10.20.5. Générateur d'impulsions 237
10.20.6. Amplificateur sélectif 238
10.20.7. Circuit bouchon 50 Hz 239
10.21. APPLICATIONS DES BIFET ET DES BIMOS 240

CHAPITRE 11

Les comparateurs **246**

11.1. PARTICULARITÉS DES COMPARATEURS 246
11.1.1. La tension de sortie 246
11.1.2. La résolution 247
11.1.3. Temps de réponse. Dépassement 247
11.1.4. Sortance 249
11.1.5. Sortie d'échantillonnage 249
11.1.6. Autres caractéristiques 249
11.1.7. Mesures sur les comparateurs 251

11.2. ANALYSE DE QUELQUES SCHÉMAS DE COMPARATEURS. 251
11.2.1. Le comparateur μA 710 251
11.2.2. Le double comparateur μA 711 254
11.2.3. Comparateurs rapides MC 1 650/1651 259
12.2.4. Survol des comparateurs 259

11.3. APPLICATIONS 262
11.3.1. Détecteur de niveau simple 262
11.3.2. Accroissement de la résistance d'entrée 262
11.3.3. Récepteur de fin de ligne à haute immunité 265
11.3.4. Comparateur à limites haute et basse 265
11.3.5. Amplificateur de lecture pour tores (μA 710) 265
11.3.6. Amplificateur de lecture pour tores (μA 711) 267
11.3.7. Amplificateur de lecture à haute immunité aux signaux de mode commun 267
11.3.8. Amplificateur de lecture à préamplificateur compensé en température 267
11.3.9. Amplificateur de lecture pour mémoires à double polarité . . 269

11.3.10. Le μA 709 en comparateur 271
11.3.11. Comparateur avec hystérésis (μA 709) 272
11.3.12. Comparateur à grande excursion de sortie 273

CHAPITRE 12

Alimentations régulées **274**

12.1. TYPES ET DÉFINITIONS 274

12.2. RÉGULATION LINÉAIRE SÉRIE 275
12.2.1. Montage de base 275
12.2.2. Tension de sortie ajustable 276
12.2.3. Pour accroître le courant commandé 277
12.2.4. Régulation en courant 277
12.2.5. Régulation à haute tension 277
12.2.6. Sécurité à blocage 279
12.2.7. Protection par délestage 280
12.2.8. Tensions de sortie positive et négative 282
12.2.9. Quelques exemples d'applications 282

12.3. ALIMENTATIONS A DÉCOUPAGE 284
12.3.1. Principe 284
12.3.2. Exemples d'applications 286

12.4. ALIMENTATIONS A RÉGULATION PARALLÈLE 289

12.5. UTILISATION D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS 290

CHAPITRE 13

Commande de thyristors et de triacs **291**

13.1. PRINCIPES 291

13.2. COMMANDE SYNCHRONE (CA 3059) 292
13.2.1. Fonctionnement du CI 292
13.2.2. Le système de sécurité 295
13.2.3. Rôle de l'hystérésis 295
13.2.4. Régulation de température par tout ou rien 297
13.2.5. Commande proportionnelle 297
13.2.6. Commande par périodes entières 299
13.2.7. Commande « mini-maxi » 300
12.2.8. Comment isoler électriquement le capteur 301
13.2.9. Comparateur industriel 301

13.2.10. Commande coup par coup 302
13.2.11. Commande de flashes 302
13.2.12. Un commutateur presque parfait 303

13.3. COMMANDE SYNCHRONE PAR PAQUETS DE PÉRIODES ENTIÈRES À L'AIDE DU μA 742 305

13.4. COMMANDE PAR TRAIN D'IMPULSIONS À L121 307

13.4.1. Présentation du circuit 307
13.4.2. Régulation de température 310
13.4.3. Protection contre la composante continue 312
13.5. COMMANDE AVEC THYRISTOR INTÉGRÉ PAR ANGLE DE PHASE 314

CHAPITRE 14

La boucle à phase asservie et ses applications 315

14.1. PRINCIPES 315
14.2. EXEMPLES DE PLL APPLIQUÉS À LA DÉMODULATION FM 316
14.3. DÉTECTION AM SÉLECTIVE 325
14.4. DÉCODAGE DE SIGNAUX MULTIPLEX STÉRÉOPHONIQUES 327
14.5. MULTIPLICATION ET DIVISION DE FRÉQUENCE 327
14.6. TRANSLATION DE FRÉQUENCE 329
14.7. DÉTECTEUR DE MÉTAUX 329
14.8. AUTRES APPLICATIONS 331

CHAPITRE 15

Circuits pour applications audio et hi-fi 332

15.1. PRÉAMPLIFICATEURS 332
15.2. PRÉAMPLIFICATEURS STÉRÉO HI-FI 335
15.3. CIRCUITS DE PUISSANCE AUDIO 340
15.3.1. Le TBA 810 et les montages 6 W 340
15.3.2. Montage pratique 7 W 342
15.3.3. Amplificateurs 10 W à TCA 940 342
15.3.4. Montage stéréo 2 × 9 W 347
15.3.5. Amplificateur 20 W à TDA 2020 347
15.4. DISPOSITIFS COMPLÉMENTAIRES 351
15.4.1. Commande de volume et d'équilibrage 352
15.4.2. Commande de tonalité en continu 353

CHAPITRE 16

Circuits pour radio, TV, appareils grand public et automobile. . . 354

16.1. CIRCUITS AM POUR RÉCEPTEUR AM/FM 354
16.2. RADIO FM 355
16.3. RÉCEPTEURS AM/FM 360
16.4. SYSTÈMES D'ENREGISTREMENT LECTURE 362
16.5. STÉRÉO ET QUADRIPHONIE 367
16.6. TÉLÉVISION ET TVC 370
16.6.1. L'accord numérique en fréquence 371
16.6.2. Le balayage vertical 373
16.6.3. Balayage horizontal sans transformateur 373
16.6.4. Commande à effleurement 374

CHAPITRE 17

Schémas d'application dans le domaine professionnel 377

17.1. REDRESSEUR DEMI-ONDE 377
17.2. DÉTECTEUR DE CRÊTE 378
17.3. DÉTECTION DOUBLE ALTERNANCE 379
17.4. DÉTECTEUR DE PASSAGE À ZÉRO. 379
17.5. OSCILLATEUR PILOTÉ PAR QUARTZ. 381
17.6. MISE EN FORME DE SIGNAUX 381
17.7. MULTIVIBRATEUR (À 709). 383
17.8. GÉNÉRATEUR D'ONDES RECTANGULAIRES 384
17.9. MULTIVIBRATEUR (À 710) 385
17.10. DÉTECTEUR DE TENSION DE CRÊTE 386
17.11. BASCULE DE SCHMITT 386
17.12. FILTRE BF À DOUBLE T 386
17.13. MICRO-AMPÈREMÈTRE 386
17.14. AMPLIFICATEUR LOGARITHMIQUE (MC 1533) 388
17.15. MULTIPLICATEUR LOGARITHMIQUE 390
17.16. RÉSOLUTION D'UNE ÉQUATION PARABOLIQUE. 391
17.17 GIRATEUR 394
17.18. MULTIPLICATEUR 4 QUADRANTS 394
17.19. ÉCHANTILLONNAGE ET MÉMORISATION POUR CONVERSION A/D . . . 394
17.20. DÉMULTIPLEXAGE 396
17.21. CIRCUITS A MICRO-ONDES ACOUSTIQUES 396

CHAPITRE 18

Capteurs intégrés **400**

18.1 CAPTEURS DE TEMPÉRATURE 400
18.1.1. Mode en tension 400
18.1.2. Mode en courant 402
18.1.3. Applications 403

18.2. CAPTEURS DE PRESSION 404
18.2.1. Fonctionnement 404
18.2.2. Applications 408

18.3. CAPTEURS A EFFET HALL 413

18.4. DÉTECTEURS DE PROXIMITÉ 417

18.5. SONAR MONOLITHIQUE 419

CHAPITRE 19

Circuits industriels **420**

19.1. TEMPORISATEURS INTÉGRÉS 420

19.2. RÉGULATEUR DE VITESSE POUR MOTEUR A COURANT CONTINU A AIMANT PERMANENT 424

19.3. APPLICATIONS INDUSTRIELLES DIVERSES 427

19.3.1. Amplificateur pour thermocouple 427
19.3.2. Amplificateur pour pont de résistances ou à thermistance . . . 429
19.3.3. Amplificateur pour capteur piézo-électrique 429
19.3.4. Amplificateur de servocommande à cellules solaires 430
19.3.5. Amplificateur pour photodiode 430
19.3.6. Bascule de Schmitt commandée par une cellule photoconductrice 431
19.3.7. Détecteur hors-limites 433

19.4. CONVERSIONS A/D ET D/A 434

au service de l'électronique d'aujourd'hui

1. électronique professionnelle

électronique actualités

Journal hebdomadaire des cadres de l'industrie électronique

Electronique applications & industrielles

Revue technique bimensuelle d'applications industrielles de l'électronique

Toute l'Electronique

Revue mensuelle des ingénieurs et techniciens de l'électronique

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle des techniques et applications industrielles de l'automatisation

2. électronique grand public

électronique pour vous

Hifi Magazine

Le magazine qui fait autorité par la valeur de ses études.

la nouvelle REVUE DU SON

DES IDEES ■ DES NOUVEAUTES ■ TOUS LES PRIX

La revue du véritable audiophile.

9, rue Jacob - 75006 PARIS
Tél. 033.13.65

EXTRAIT DU CATALOGUE DES EDITIONS RADIO

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL (principes et applications), par **R. Damaye** — Leur constitution ; le problème du bruit ; les montages fondamentaux. Circuits auxilaiires ; compensation en fréquence ; mesures caractéristiques. Circuits de calcul analogique ; filtres actifs ; conseils pratiques et applications diverses.
320 pages, format 16 x 24 (2ème édition)

FILTRES ACTIFS, par **P. Bildstein** — La première partie de ce livre expose la théorie moderne du filtrage et la technique des filtres actifs. Avec la seconde partie, le lecteur non spécialiste pourra réaliser sans calcul le filtre actif dont il a besoin, en consultant les tableaux, courbes et abaques.
256 pages, format 16 x 24 (2ème édition)

CIRCUITS HYBRIDES A COUCHES MINCES ET COUCHES EPAISSES, par **H. Lilen** — Le domaine de la microélectronique hybride, techniques employées conception et applications.
200 pages, format 16 x 24

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP, par **J.-P. Oehmichen** — Ces semi-conducteurs, dont le principe est connu depuis plusieurs années, prennent chaque jour une importance plus grande dans les applications de l'électronique.
264 pages, format 16 x 24 (3ème édition)

MANUEL DES CIRCUITS INTEGRES ANALOGIQUES, Collection Texas — Conception, réalisation et emploi des circuits intégrés analogiques.
392 pages, format 15,5 x 22

THYRISTORS ET TRIACS, par **H. Lilen** — Principes et applications des thyristors, triacs, diacs, S.B.S. photothyristors, etc, avec schémas d'applications.
304 pages, format 16 x 24 (4ème édition)

REPERTOIRE MONDIAL DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMPS JFET et MOS, par **E. Tourot** et **H. Lilen** — Toutes les caractéristiques pour identifier, sélectionner, substituer.
96 pages, format 24 x 29,7

MONTAGES CIRCUITS INTEGRES, ELECTRONIQUES - RADIO - T.V. - FI-HI de **H. Schreiber.** D'une présentation analogue à Radio Tubes, ce livre propose les circuits typiques des circuits intégrés de grande diffusion.
128 pages, format 20 x 13,5

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS, par **H. Schreiber** — Propriétés, fonctionnement, mesure et utilisations des divers types de semi-conducteurs.
368 pages, format 16 x 24 (8ème édition)

EMPLOI RATIONNEL DES CIRCUITS INTEGRES, par **J.-P. Oehmichen** — Structures, circuits logiques, mémoires, comptage binaire et décimal, emploi des circuits intégrés ; amplificateurs opérationnels, comparateurs, amplificateurs et stabilisateurs de tension intégrés ; évolution probable.
512 pages, format 16 x 24 (3ème édition)

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS, par **J.-P. Oehmichen** — Livre de base traitant de toutes les applications des semi-conducteurs dans les différents secteurs de l'électronique.
384 pages, format 16 x 24 (4ème édition).

ENVOI DE NOTRE CATALOGUE SUR DEMANDE

Editions Radio

9, RUE JACOB - 75006 PARIS

Tout ce que l'électronicien doit savoir sur les circuits intégrés analogiques (conception, caractéristiques, mesures, règles d'utilisation et applications). On trouvera dans ce livre l'étude :

— des amplificateurs opérationnels (à BIFET et BIMOS y compris) avec leurs innombrables applications ;
— des caractéristiques des comparateurs et de leurs montages ;
— des alimentations régulées et des commandes de thyristors et triacs ;
— de la boucle à phase asservie ;
— des capteurs intégrés ;
— des circuits pour audio et grand public.

Cet ouvrage très complet présente également les toutes dernières techniques avec leurs applications professionnelles et industrielles.

ISBN 2 7091 0756 2

EDITIONS
RADIO